

**ANÁLISIS Y SIMULACION DE ALGUNAS ESTRATEGIAS DE CONTROL SPWM Y
SVPWM EN CORRIENTE PARA UN PUENTE INVERSOR**

CARLOS ANDRÉS LONDOÑO NOREÑA

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE INGENIERIAS Y CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA**

2008

**ANÁLISIS Y SIMULACION DE ALGUNAS ESTRATEGIAS DE CONTROL SPWM Y
SVPWM EN CORRIENTE PARA UN PUENTE INVERSOR**

CARLOS ANDRÉS LONDOÑO NOREÑA

**Proyecto de grado para optar por el título de
Ingeniero electricista**

Director
ING. ALFONSO ALZATE GOMEZ

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE INGENIERIAS Y CIENCIAS DE LA COMPUTACIÓN
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA

2008

Nota de Aceptación:

Jurado Evaluador:

Fecha:

A mi Dios y a mis padres
Maria Leticia y Antonio Rubiel.

AGRADECIMIENTOS

- Al ingeniero Alfonso por su paciencia, su comprensión y su ayuda.
- A Colciencias por el apoyo en la ejecución de este trabajo de grado, a través de su proyecto 1110-08-17738 del convenio 362-2005.
- A Edwin, Diego y Mario por las veces que me apoyaron y escucharon cuando tuve dificultades.
- A mis amigas Mary y Celeny porque siempre estuvieron brindándome ánimo y aliento para seguir adelante en los momentos de crisis, no solo en este proyecto sino durante todo el pregrado.
- A mi familia porque de ellos obtuve todo lo que soy.

TABLA DE CONTENIDO

TABLA DE CONTENIDO	9
LISTA DE FIGURAS	11
LISTA DE TABLAS.....	13
RESUMEN.....	15
INTRODUCCION.....	17
CAPITULO 1: MODULACION SPWM Y SVPWM	19
INVERSORES	19
MODULACIÓN PWM SINUSOIDAL.....	20
MODULACIÓN VECTORIAL (SVPWM)	27
<i>Representación de las tensiones trifásicas en el espacio vectorial.</i>	<i>27</i>
CAPITULO 2: ANÁLISIS DE MODULACION SPWM EN CONTROL DE CORRIENTE.....	35
PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO Y CARGA TRIFASICA.....	35
<i>CARGAS EN “Y” EQUILIBRADAS SIN COMPONENTES REACTIVAS.....</i>	<i>36</i>
<i>CARGAS EN “Y” EQUILIBRADAS CON COMPONENTE REACTIVA INDUCTIVA.</i>	<i>36</i>
MODULACIÓN SPWM APLICADA A UN VSI EN CONTROL DE CORRIENTE PI ESTATICO CON CARGA TRIFÁSICA RESISTIVA.	37
SIMULACIÓN DEL MODELO PLANTEADO.	39
SIMULACIÓN DEL CONTROL DE CORRIENTE DEL INVERSOR VSI CON CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA.	40
Análisis en el dominio del tiempo.	42
Análisis en el dominio de la frecuencia.	45
Análisis del controlador ante un disturbio.	49
CAPITULO 3: ANÁLISIS DE MODULACION SVPWM EN CONTROL DE CORRIENTE.....	57
METODOLOGÍA DEL PROBLEMA DE CONTROL.....	57
MUESTREO DEL VECTOR DE PARK	59
CÁLCULO DEL SECTOR “m”.....	59
DETERMINACIÓN DE LOS TIEMPOS DE LOS VECTORES DE CONMUTACIÓN	60
SELECCIÓN DEL CICLO DE TRABAJO DE LOS VECTORES DE CONMUTACIÓN	61

Ciclos que utilizan los dos vectores nulos: V_0 y V_7	62
Ciclos que solo utilizan uno de los dos vectores nulos: V_0 ó V_7	62
<i>GENERACIÓN DE LOS PULSOS DE ACTIVACIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL INVERSOR</i>	64
SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL SVPWM APLICADA A UN VSI PARA CONTROL DE CORRIENTE EN CARGA TRIFÁSICA RESISTIVA	64
<i>RESULTADOS OBTENIDOS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO</i>	72
<i>RESULTADOS OBTENIDOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA</i>	75
APÉNDICE A	81
MODELO Y COMPORTAMIENTO DE UN IGBT	81
APÉNDICE B	85
DOS METODOS PARA LA DETERMINACIÓN DE LAS CONSTANTES DE CONTROL K_P Y K_I	85
<i>Método de Cohen y Coon</i>	85
<i>Método de Ziegler & Nichols</i>	86
CONCLUSIONES	89
RECOMENDACIONES	91
BIBLIOGRAFÍA	93

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO	20
FIGURA 1.2 MODULACIÓN PWM MONOFÁSICA	21
FIGURA 1.3 MODULACIÓN PWM TRIFÁSICA	21
FIGURA 1.4 PROPORCIÓN AMPLITUD – ANCHO DE PULSOS UNIPOLARES	23
FIGURA 1.5 RELACIÓN ENTRE LA TENSIÓN NORMALIZADA Y EL ÍNDICE DE MODULACIÓN	25
PARA $M_f = 15$	25
FIGURA 1.6 COMPARACIÓN DE ESPECTROS ENTRE MODULACIÓN BIPOLAR Y UNIPOLAR.....	25
FIGURA 1.6A FORMA DE PULSOS EN EL TIEMPO DE MODULACIONES BIPOLAR Y UNIPOLAR	26
FIGURA 1.8 VECTOR SUMA INSTANTÁNEO	28
FIGURA 1.9 NUMERACIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL INVERSOR	29
FIGURA 1.10 SENTIDO DE GIRO DE LAS CONMUTACIONES EN CADA ÁREA.....	30
FIGURA 1.11 GENERACIÓN DEL VOLTAJE DE REFERENCIA EN EL ÁREA 1.....	30
FIGURA 1.12 DESCOMPOSICIÓN DEL VECTOR DE REFERENCIA.....	31
FIGURA 1.13 PATRÓN DE PULSOS EN UN PERIODO DE CONMUTACIÓN.....	33
FIGURA 2.1 INVERSOR CON CARGA TRIFÁSICA.....	35
FIGURA 2.2 VARIABLES DE ENTRADA Y SALIDA DEL SISTEMA.....	37
FIGURA 2.3 MODELO DEL SISTEMA CON REALIMENTACIÓN	38
FIGURA 2.4 MONTAJE DEL MODELO EN MATLAB	39
FIGURA 2.5 CORRIENTE RMS A LA SALIDA DE LA PLANTA	39
FIGURA 2.6 ÍNDICE DE MODULACIÓN A LA ENTRADA DE LA PLANTA	40
FIGURA 2.7 MONTAJE EN MATLAB DEL SISTEMA EN LAZO CERRADO	41
FIGURA 2.8 CORRIENTE RMS. PRIMERAS CONSTANTES PI	42
FIGURA 2.9 ÍNDICE DE MODULACIÓN. PRIMERAS CONSTANTES PI.....	43
FIGURA 2.10 VOLTAJE DE LÍNEA ANTES DE FILTRO.....	43
FIGURA 2.11 FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE EN LA CARGA	45
FIGURA 2.12 ESPECTRO DEL PULSO PWM BIPOLAR	47
FIGURA 2.13 ESPECTRO DEL VOLTAJE DE LÍNEA. CARACTERÍSTICA UNIPOLAR.....	48
FIGURA 2.14 ESPECTRO DE LA CORRIENTE A LA SALIDA DEL INVERSOR	48
FIGURA 2.15 EFECTO DE UN DISTURBIO IMPULSIVO SOBRE LA CORRIENTE RMS EN LA CARGA.....	50
FIGURA 2.16 RESPUESTA DEL SISTEMA A UNA ENTRADA TIPO ESCALÓN.....	52
FIGURA 2.17 RESPUESTA TRANSITORIA DEBIDAS A LAS CONSTANTES COHEN & COON	52
FIGURA 2.18 RESPUESTA AL DISTURBIO DE MENOR OSCILACIÓN.....	55
FIGURA 3.1 ALGORITMO METODOLÓGICO.....	57
FIGURA 3.2 MONTAJE DEL SISTEMA CON CONTROL SVPWM EN LAZO CERRADO	58
FIGURA 3.3 ALGORITMO DE DECISIÓN DEL SECTOR “M”	60
FIGURA 3.4. PATRÓN DE PULSOS QUE USAN SOLO UN VECTOR NULO	63
FIGURA 3.5 AJUSTE DE LA CORRIENTE A PARTIR DEL FACTOR “K”	65
FIGURA 3.6 SUBSISTEMA DE DECISIÓN DE ZONA CONSTRUIDO EN MATLAB.....	67

FIGURA 3.7 SUBSISTEMA DE CÁLCULO DE TIEMPOS CONSTRUIDO EN MATLAB	68
FIGURA 3.8 FORMA DE ONDA DE CORRIENTE OBTENIDA EN LA CARGA	73
FIGURA 3.9 EFECTOS DE UN DISTURBIO SOBRE LA CORRIENTE RMS MEDIDA EN LA CARGA.....	74
FIGURA 3.10 VOLTAJE DE LÍNEA OBTENIDO A LA SALIDA DEL INVERSOR	75
FIGURA 3.11 ESPECTRO DEL VOLTAJE DE FASE	76
FIGURA 3.12 DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA DEL VOLTAJE DE FASE	76
FIGURA 3.13 PSD DE LA CORRIENTE ANTES DEL FILTRO	77
FIGURA 3.14 ESPECTRO DE LA CORRIENTE ANTES DEL FILTRO	78
FIGURA 3.15. ESPECTRO DEL VOLTAJE DE LÍNEA ANTES DEL FILTRO	79
FIGURA 3.16. PSD DEL VOLTAJE DE LÍNEA	79
FIGURA 1A. MODELO HÍBRIDO DE UN IGBT.....	81
FIGURA 2A. CARACTERÍSTICAS DEL IGBT	82
FIGURA 3A. MODELO EN MATLAB DEL IGBT	83
FIGURA 1B. CURVA DE REACCIÓN	85

LISTA DE TABLAS

TABLA 1.1 VECTORES DE CONMUTACIÓN	29
TABLA 2.1 BANDAS LATERALES DEL ARMÓNICO “N” EN SPWM	46
TABLA 2.2 MAGNITUD DE LOS ARMÓNICOS DE CORRIENTE Y VOLTAJE	49
TABLA 2.3 PARÁMETROS DEL TRANSITORIO	51
TABLA 2.4 PARÁMETROS DEL DISTURBIO.....	51
TABLA 2.5 PARÁMETROS DEL TRANSITORIO	53
TABLA 2.6 PARÁMETROS DEL DISTURBIO.....	53
TABLA 2.7 CONSTANTES PI DE MEJOR RESPUESTA	55
TABLA 2.8 PARÁMETROS DEL TRANSITORIO	56
TABLA 2.9 PARÁMETROS DEL DISTURBIO.....	56
TABLA 3.1 SECUENCIA DE VECTORES EN USO DE DOS VECTORES NULOS.....	62
TABLA 3.2 SECUENCIA DE VECTORES EN USO DE UN SOLO VECTOR NULO.....	64
TABLA 3.3 LÓGICA BINARIA PARA EL CÁLCULO DE LA ZONA	66
TABLA 3.4 PARÁMETROS DEL TRANSITORIO	74
TABLA 3.5 PARÁMETROS DEL IMPULSO.....	75
TABLA 3.6 BANDAS LATERALES SVPWM	78
TABLA B1. CÁLCULO DE CONSTANTES SEGÚN COHEN & COON	86
TABLA B2. CÁLCULO DE CONSTANTES SEGÚN ZIEGLER & NICHOLS	87

RESUMEN

En este trabajo se desea mostrar un análisis de algunos métodos que han sido aplicados en el control del voltaje en inversores DC/AC, para enfocarlos y modificarlos con el fin de controlar el parámetro de corriente en una carga trifásica resistiva. Los métodos mas comunes que han sido implementados según la literatura es el control de ancho de pulsos sinusoidal o SPWM y el control de ancho de pulsos por medio del vector de Park o SVPWM. Se muestra también la forma en como se ha llevado a cabo el cálculo de los parámetros necesarios y los algoritmos requeridos para simular su comportamiento y los resultados obtenidos tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

INTRODUCCION

El tema de la calidad de la energía eléctrica esta cobrando mucha fuerza en este momento y es debido a que los usuarios están haciendo uso de artefactos electrónicos en forma masiva en los hogares y en la industria. También se esta llevando a cabo una transformación social hacia la conservación del medio ambiente y la generación de energías limpias. En ambos casos los inversores DC/AC juegan un rol de importancia como mediadores en el proceso.

Dada la naturaleza conmutable de estos inversores se hace necesario estudiar la manera en cómo reducir la distorsión de las señales de corriente y voltaje con los cuales se alimenta una carga. La principal razón del estudio de estas metodologías consiste en disminuir el tiempo de procesamiento o robustez del sistema de control, pero que paralelamente aporte el mejor rendimiento en cuanto a la eliminación de armónicos y la producción de señales perfectamente sinusoidales. Este punto de equilibrio es el deseado por todos los diseñadores e investigadores y es por eso que se hace en el presente trabajo el análisis y la comparación entre dos de estas metodologías por medio de simulaciones.

Cuando se desea implementar alguna metodología de control sea modulación por ancho de pulsos sinusoidal o modulación vectorial de ancho de pulsos, se debe tener en cuenta que cada una de ellas posee cualidades particulares y la selección entre una o la otra dependerá exclusivamente de la relevancia de la aplicación, del criterio del diseñador y del factor económico. Hay dos criterios principales que deben ser analizados. El primero es la calidad de la señal: en este caso es necesario que las frecuencias de conmutación de los elementos que constituyen el inversor sean muy altas. Para la modulación PWM sinusoidal esto se logra incrementando la frecuencia de la señal portadora triangular; en modulación vectorial se consigue aumentando las muestras por zona del vector de Park. El segundo criterio es la reducción de las pérdidas por conmutación: en PWM sinusoidal el único método para lograr esto es disminuyendo la frecuencia de la portadora mientras que en la modulación vectorial se presenta la posibilidad de usar un solo vector nulo en la distribución de los ciclos de trabajo para cada muestra del vector.

Estos dos criterios no son los únicos relevantes en este estudio, ya que también se analiza la forma en como el sistema de control responde a un disturbio de tipo impulsivo. Ello conlleva al análisis de ajuste de los parámetros PI inmersos dentro del proceso.

CAPITULO 1: MODULACION SPWM Y SVPWM

La modulación por ancho de pulsos (PWM por sus siglas en ingles) es una técnica usada ya desde hace varias décadas para producir señales cuadradas o pulsos de amplitud variable que disparan los dispositivos de conmutación que componen un puente inversor. En este capítulo se expondrá la fundamentación teórica y matemática que soportan la explicación de los fenómenos concernientes a la modulación PWM sinusoidal y la modulación PWM vectorial.

INVERSORES

Los inversores son circuitos que producen una tensión alterna con magnitud y frecuencia deseada monofásica o trifásica, dependiendo del numero de brazos o ramas que tenga (Fig. 1), a partir de una fuente de alimentación continua[1]. Los inversores están constituidos por elementos de conmutación como BJT, GTOS, IGBT o MOSFET. Estos dispositivos deben ser encendidos por medio de pulsos de disparo generados a partir de otros circuitos. Generalmente estos pulsos son generados usando la técnica de Modulación de Ancho de Pulsos o PWM.

La forma de onda a la salida de los inversores reales no son exactamente sinusoidales debido a los efectos de la conmutación en la creación de estas ondas, por lo que para aplicaciones de potencia es necesario obtener señales con muy baja distorsión armónica y muy pocas pérdidas de potencia.

El principio de operación que rige un inversor puede clasificarlo así:

- En fuente de tensión (VSI)
- En fuente de corriente (CSI)

dependiendo de la aplicación respectiva.

Las aplicaciones destinadas al principio de operación en fuente de tensión tiene que ver con cargas cuya regulación de voltaje debe ser óptima y donde se debe garantizar el nivel de tensión exacto requerido. Mientras que la segunda va dirigida a las cargas donde la corriente debe ser mantenida dentro de ciertos límites, este caso se presenta generalmente en las máquinas rotativas como los motores de inducción.

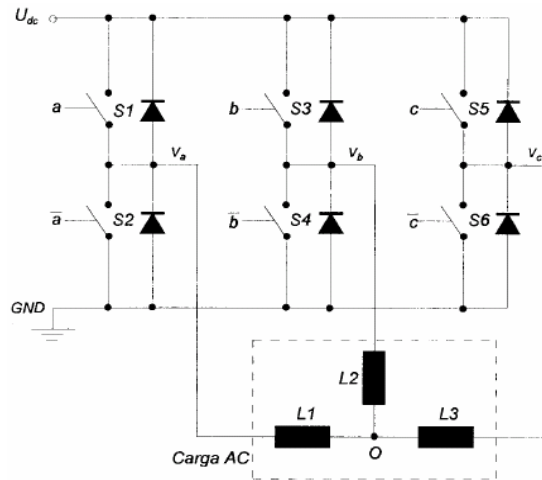


Figura 1.1 Puente Inversor Trifásico

La aplicación práctica de los inversores es un campo muy amplio dentro de los que cabe destacar: propulsión de motores de corriente alterna de velocidad variable, filtros activos, fuentes de poder ininterrumpible (UPS), fuentes de poder AC, entre otros [2].

MODULACIÓN PWM SINUSOIDAL

La modulación por ancho de pulsos sinusoidal o PWM consiste en generar pulsos de ancho proporcional a la amplitud de una señal de referencia o moduladora. Esta última consiste en una señal sinusoidal típica que es comparada con una señal portadora cuya forma es triangular (Fig. 1.2). Los puntos de intersección demarcan los momentos en los que ocurren los flancos de subida y de bajada de los pulsos de anchura variable; esta señal pulsante contiene implícitamente toda la información sobre la onda moduladora (amplitud y frecuencia) y el fin es poder transmitir estas características hacia el lado de potencia donde se encuentra la carga, reproduciendo los pulsos con la acción de los dispositivos de disparo forzado y la fuente de voltaje DC que alimenta el puente.

Si un tren de pulsos es enviado al dispositivo S1 (Fig. 1.1), a S2 llegará pulsos inversos a los primeros, esto garantiza que la rama no pondrá en corto circuito la fuente de alimentación.

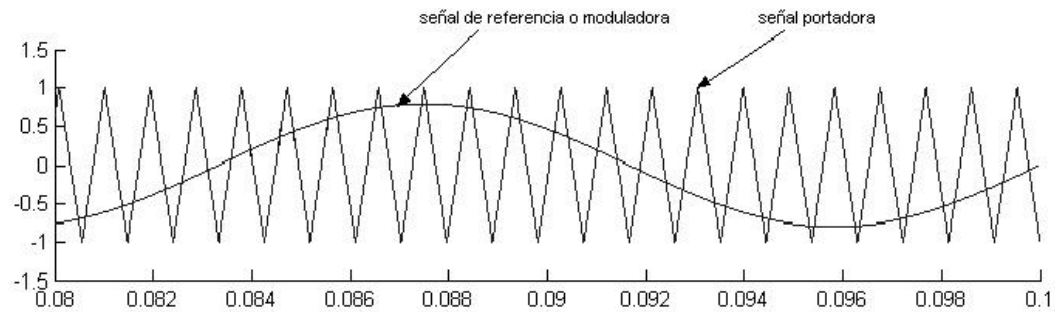


Figura 1.2 Modulación PWM Monofásica

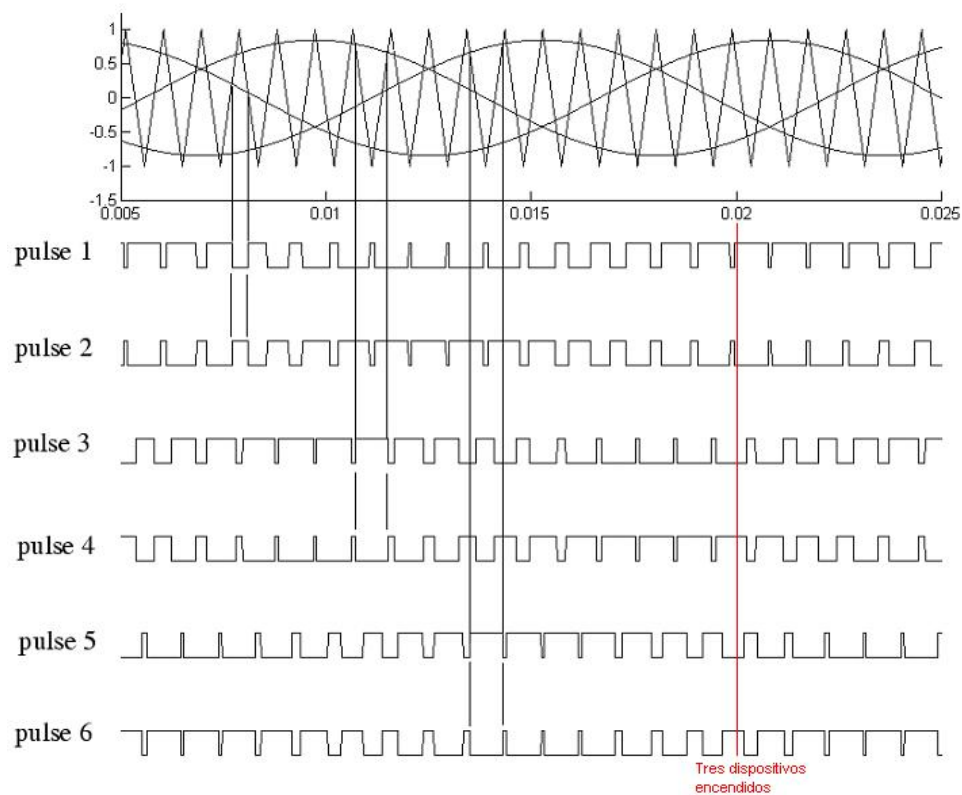


Figura 1.3 Modulación PWM trifásica

El patrón de pulsos de la modulación PWM mostrado en la figura 1.3 mantiene siempre en conducción 3 de los 6 dispositivos del puente inversor trifásico en un instante determinado (por ejemplo en $t = 0.02$, línea roja), también se observa que la señal de referencia corresponde a tres ondas sinusoidales desfasadas 120 grados entre si, usadas como comparadoras para generar voltajes o corrientes en cargas trifásicas.

El ancho de los pulsos es variable porque los cortes entre la señal referencia y portadora se hacen menos seguidos en los cruces con el pico de la señal triangular y cambia a medida que la sinusoidal varia su amplitud (Fig. 1.3).

Los pulsos 1 y 2 en la figura 1.3, corresponden a los dispositivos de una misma rama, es por esto que cuando el pulso 1 es alto, el pulso 2 es bajo y viceversa, o sea, son señales reciprocas en amplitud.

La señal obtenida a la salida del inversor como consecuencia de la aplicación de este tipo de pulsos de control no corresponde explícitamente a una señal sinusoidal, sino que viene con una serie de armónicos asociados a dicho proceso que se pueden visualizar con la relación general indicada por su serie de Fourier en un periodo:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \text{senn}\omega_0 t) \quad (\text{Ec. 1.1})$$

en donde la frecuencia del armónico fundamental

$$f_1 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

corresponde con la frecuencia de la señal de referencia (Fig. 1.4). Esta ventaja en particular de controlar la frecuencia directamente a partir de una señal referente hace que este tipo de modulación sea muy utilizado. De forma adicional aparecen componentes frecuenciales adicionales agrupadas en bandas de armónicos centradas alrededor de los múltiplos (n) de la frecuencia de la portadora:

$$n * (Mf \times fr) \quad (\text{Ec.1.2})$$

con $n=1,2,3...$

Donde Mf corresponde a la relación conocida como índice de modulación de frecuencia dada por :

$$Mf = \frac{fc}{fr} \quad (\text{Ec.1.3})$$

donde fc es la frecuencia de la señal triangular y fr es la frecuencia de la señal referencia.

La ubicación exacta de las bandas de armónicos depende del tipo de modulación PWM usada: Bipolar o Unipolar[3] (Fig. 1.6 y 1.6a). El bloque de generación PWM de MatLab produce pulsos con modulación bipolar, o sea entre dos niveles que son 1 y 0.

Para valores de Mf superiores a 8, que es lo más habitual excepto en potencias muy elevadas, las magnitudes de los armónicos son prácticamente independientes de Mf . La frecuencia del armónico “ n ” correspondiente a la banda k viene dada por:

$$f_{hn} = (n * Mf \pm k) * fr \quad (\text{Ec.1.4})$$

donde para valores pares de “ n ” sólo se dan los valores impares de k y viceversa [6]. La figura 1.7 muestra la distribución de armónicos. Es importante destacar que la frecuencia de la señal triangular fc determina la frecuencia de conmutación de los 6 dispositivos del inversor.

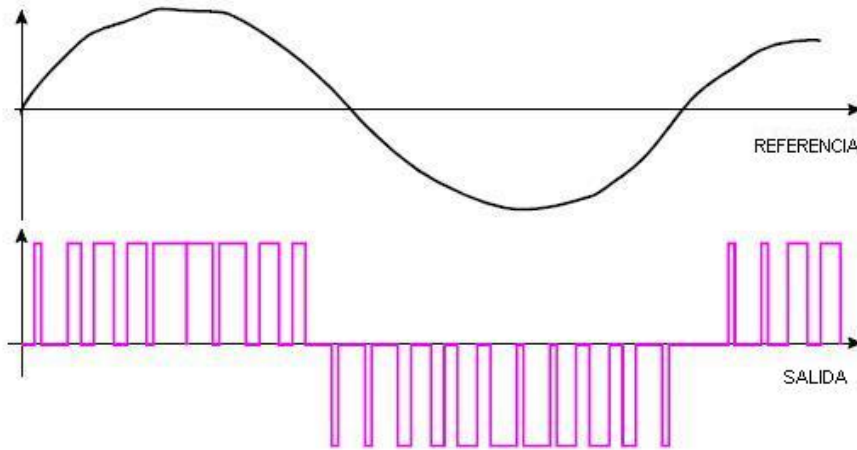


Figura 1.4 Proporción Amplitud – Ancho de Pulsos Unipolares

Con el objeto de conseguir una tensión de línea a la salida del inversor cuya representación frecuencial resulte discreta (para evitar la presencia de componentes sub-armónicas con frecuencia cercana a la frecuencia fundamental), las señales referencia y portadora deben sincronizarse (PWM síncrona) empleando un índice de modulación de frecuencia Mf con valor

entero e impar. Si además Mf es múltiplo de tres, algunos de los armónicos dominantes de la tensión de línea resultarán cancelados [3].

Para valores altos de Mf esto no suele ser problema (>21), ya que los sub-armónicos son de amplitud muy pequeña y se habla de PWM asíncrono (Mf no entero). Sin embargo debe tenerse en cuenta que los sub-armónicos de muy baja frecuencia (aunque tengan una amplitud pequeña) pueden ocasionar grandes corrientes en cargas inductivas[4].

La relación entre las amplitudes de la señal de referencia y la portadora triangular se conoce como Índice de Modulación de Amplitud y se define así:

$$Ma = \frac{Ar}{Ac} \quad (\text{Ec.1.5})$$

Cuando dicho índice es menor que la unidad ($Ma < 1$) el inversor funciona en la denominada región lineal (Fig.1.5) en donde la frecuencia fundamental de la señal de salida del inversor varía linealmente con la relación de la modulación de amplitud Ma y se producen armónicos de altas frecuencias (para Mf alto). De manera que la amplitud de la componente fundamental en una de las fases de salida del inversor puede expresarse por:

$$(V_{AN})_1 = Ma \frac{V_{DC}}{2} \quad (\text{Ec.1.6})$$

igualmente la tensión eficaz de línea a la frecuencia fundamental puede escribirse de la siguiente manera:

$$V_{LL-rms} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (V_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} Ma V_{DC} \cong 0.612 Ma V_{DC} \quad (\text{Ec.1.7})$$

estas relaciones indican que el comportamiento del inversor trifásico es lineal, en el cual el valor de la componente fundamental de las magnitudes de salida varía proporcionalmente con la amplitud de las señales sinusoidales de control empleadas para realizar la conmutación PWM.

Cuando el índice de modulación de amplitud es mayor que la unidad ($Ma > 1$) el inversor ya no trabaja en la región lineal y las dos ecuaciones anteriores no son válidas (Fig. 1.5), esto se conoce como sobre modulación y genera la aparición de armónicos de bajas frecuencias [4].

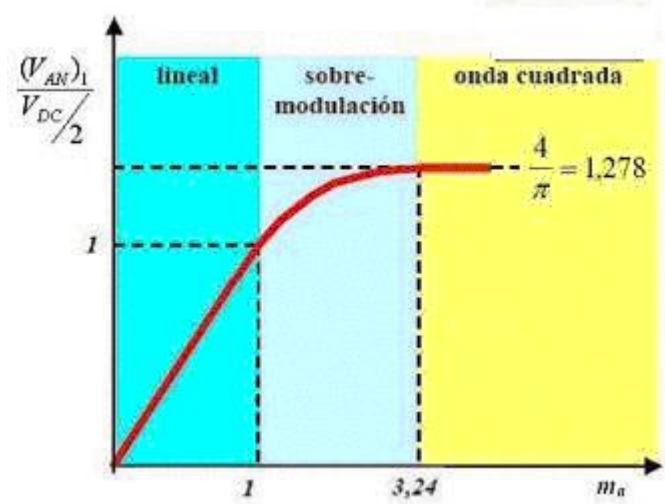


Figura 1.5 Relación entre la Tensión Normalizada y el Índice de Modulación para $M_f = 15$

Como se observa en la figura 1.5, al aumentar indiscriminadamente el índice de modulación de amplitud, la relación entre la amplitud de la señal a la frecuencia fundamental y dicho índice se satura a un valor determinado lo cual implica una relación constante que desliga el uno del otro.

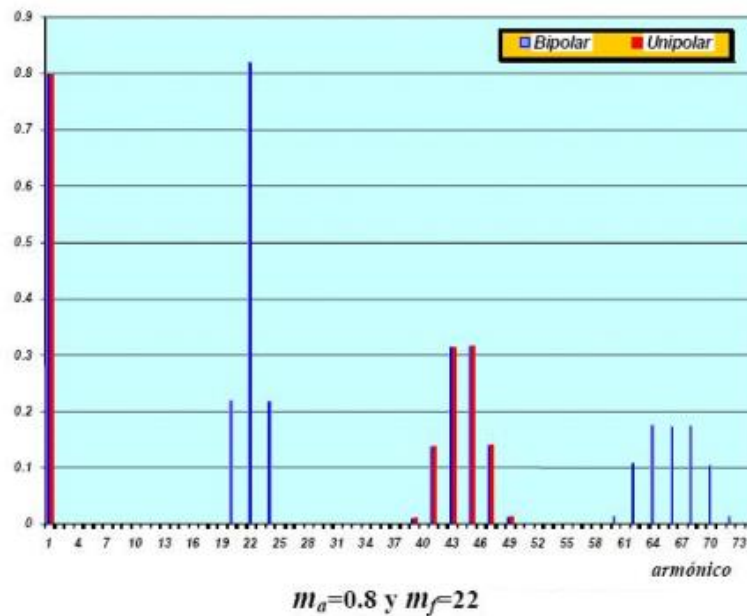


Figura 1.6 Comparación de Espectros entre Modulación Bipolar y Unipolar

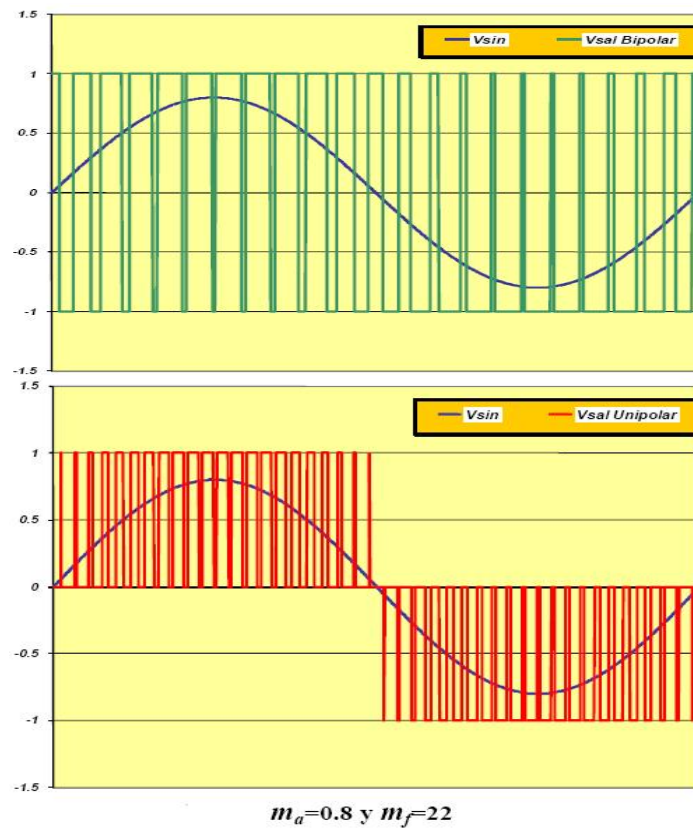


Figura 1.6a Forma de Pulsos en el Tiempo de Modulaciones Bipolar y Unipolar

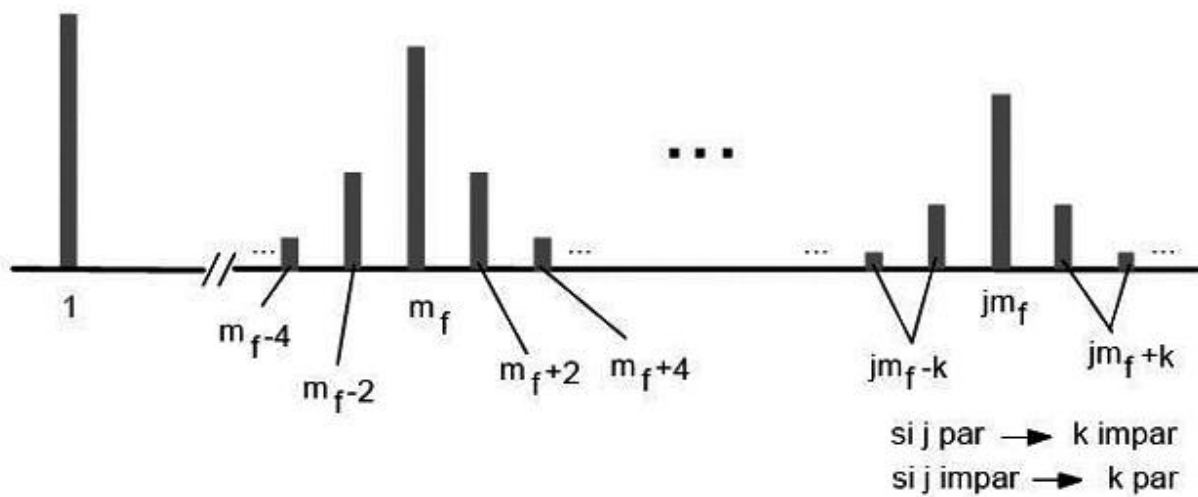


Figura 1.7 Distribución de Armónicos en PWM para $M_f > 8$

MODULACIÓN VECTORIAL (SVPWM)

La elección de una técnica de modulación u otra depende de los factores que caracterizan la aplicación, como son entre otros:

- Nivel de potencia a controlar
- Dispositivos semiconductores empleados
- Requisitos de la carga
- Características de la forma de onda de salida (Distorsión, amplitud, frecuencia,...)

Una de las técnicas más utilizadas es la modulación por ancho de pulso (PWM) con sus múltiples variantes: un único pulso por semiperiodo, varios pulsos por semiperiodo, varios pulsos sinusoidal, etc. Tiene como principal ventaja la sencillez en su implementación, pero como contrapartida, no se adaptan bien a la respuesta dinámica en cargas no lineales y poseen elevadas pérdidas por conmutación que se producen cuando se requiere una distorsión armónica total (THD) de bajo valor, debido a que el número de conmutaciones debe ser elevado.

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2 + \dots}}{V_1} * 100$$

(Ec.1.8)

Otra de las técnicas utilizadas se conoce como modulación por ancho de pulsos del vector espacio (SVPWM). Su principal característica es que se sustituye todo el sistema trifásico por un sólo vector en el que la frecuencia queda reflejada en su velocidad de giro con el paso del tiempo. Esto permite emplear dicho vector para estudiar tanto los regímenes estacionarios como dinámicos en dichos sistemas[5].

Son varias e importantes las ventajas que presenta el control vectorial aunque depende de la aplicación. Por ejemplo, cuando se trata de controlar un motor trifásico de inducción, el control vectorial sobre el inversor trifásico permite desacoplar las variables del motor de inducción de forma que se logra un control independiente de la velocidad y del par, equiparable al motor de continua. O bien cuando lo que se pretende es generar un sistema trifásico de tensiones sinusoidales (por ejemplo en sistemas de generación de energía eléctrica a partir de paneles solares y baterías), la implementación digital del control vectorial resulta mucho más sencilla que la de un PWM senoidal trifásico.

Representación de las tensiones trifásicas en el espacio vectorial.

Al considerar tres instantes de tiempo diferentes de la señal trifásica se obtienen los valores instantáneos de la magnitud de las tensiones en cada fase. Estos tres valores pueden sumarse según la expresión conocida como transformación de Park:

$$V = \frac{2}{3}(V_A + a * V_B + a^2 * V_C)$$

(Ec.1.9)

donde el coeficiente $a = e^{j(2\pi/3)}$. El vector suma resultante gira con velocidad angular en el sentido de las agujas del reloj (Fig. 1.8).

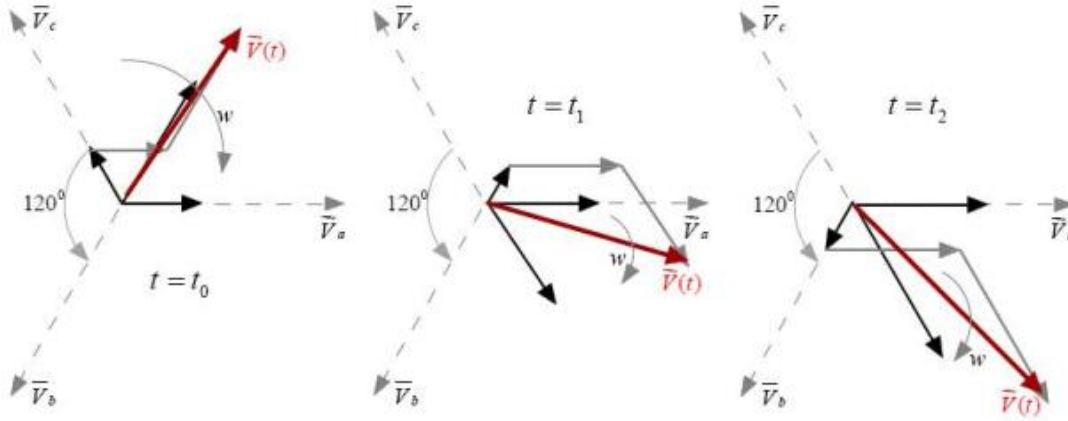


Figura 1.8 Vector Suma Instantáneo

Si las tensiones en cada fase fuesen sinusoidales, la suma en cada instante daría como resultado un fasor de magnitud constante $V = V_p * e^{j\omega t}$. Sin embargo las tensiones de fase a la salida del inversor no son sinusoidales sino una muestra de la tensión DC de alimentación del mismo. Al tener en cuenta que existen solo ocho posibilidades de conmutación de los dispositivos que conforman el inversor, se tiene ocho vectores suma resultantes $V_0, V_1 \dots V_7$ cuyo efecto de giro se da cuando se cambia de un estado de conmutación al siguiente.

Los vectores de conmutación son un arreglo de tres elementos correspondiente al estado (ON/OFF) que tenga cada uno de los dispositivos que se encuentran en la parte superior de el puente inversor, según la numeración de los dispositivos mostrados en la figura 1.9, corresponderían entonces a los dispositivos S1, S3 y S5. El estado de S4, S6 y S2 son los recíprocos instantáneos a los primeros, lo cual evita que la fuente de alimentación entre en corto circuito.

La tabla 1.1 muestra los vectores de conmutación que indican el estado de los dispositivos ubicados en la parte superior del inversor de la Fig. 1.9, identificando con un 1 (uno) en “ON” y con 0 (cero) en “OFF”, además muestra los voltajes que aparecen en cada fase como también los voltajes de línea.

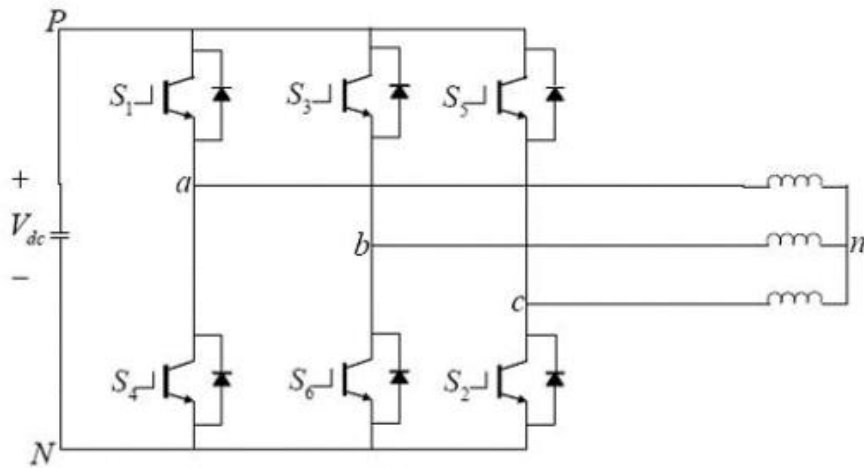


Figura 1.9 Numeración de los Elementos del Inversor

vectores de voltaje	Vectores de conmutación			Voltaje de fase			Voltaje de línea		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V_2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V_3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V_4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V_5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V_6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

(Nota: cada tensión debe multiplicarse por Vcc)

Tabla 1.1 Vectores de Conmutación

Al aplicar la transformación de Park a los voltajes de fase que aparecen por cada conmutación, se obtiene seis (6) vectores con igual magnitud $((2/3) * V_{dc})$ pero separados por un desfase de $\pi/3$, generando un hexágono (Fig. 1.10) dividido en 6 regiones cada una de 60° . Los vectores V_0 y V_7 están justo en el centro del hexágono y representan los estados de conmutación en los cuales no

hay tensión (Fig. 1.10), pero que juegan un papel importante para definir las secuencias de conmutación con los cuales se dispararan los dispositivos.

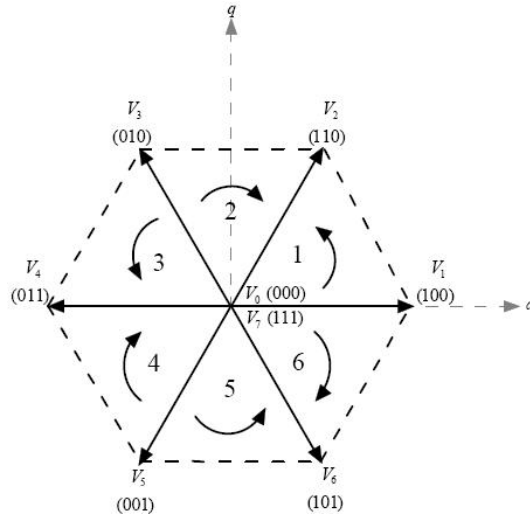


Figura 1.10 Sentido de Giro de las Conmutaciones en cada Área

La obtención una tensión deseada o tensión de referencia V_{ref} , se logra por medio del promedio de las tensiones de los vectores adyacentes que definen los límites de la zona donde esta ubicada dicha tensión en el hexágono una vez a sido convertida y ubicada en el espacio de Park.

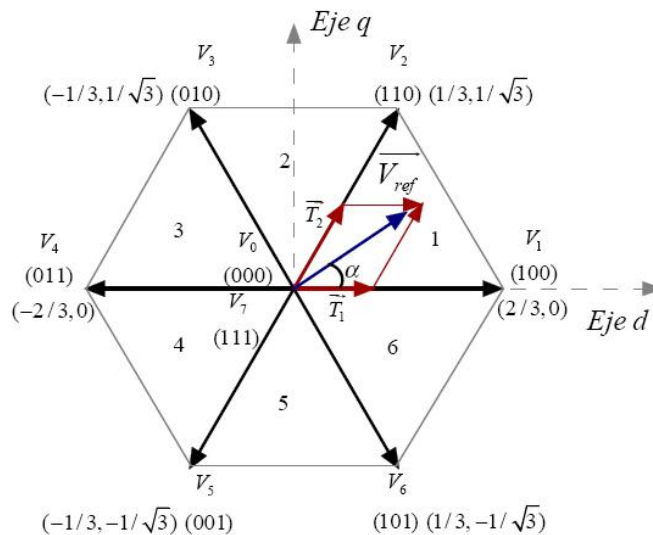


Figura 1.11 Generación del Voltaje de Referencia en el Área 1

La figura 1.11 ilustra la situación para un fasor de referencia ubicado en la zona 1 del hexágono. Obsérvese que la transición entre un vector y el siguiente (por ejemplo de $V_2 = (110)$ a $V_3 = (010)$) implica la conmutación de solo una rama del inversor, que se refleja en los vectores como la modificación de solo un bit por vez. Esta característica minimiza el número de conmutaciones por periodo y las pérdidas en los dispositivos [7].

La magnitud V_{ref} corresponde a una tensión de fase que se desea que el puente inversor entregue a una carga trifásica. Por tanto para su generación se necesita de la aplicación de las conmutaciones de los vectores V_1 y V_2 además de V_0 y V_7 en ciertos tiempos específicos y en determinada secuencia de tal manera que el promedio ponderado por el tiempo de aplicación de estas tensiones genere el vector referencia. Escrito en forma de ecuación se tiene la relación:

$$V_{ref} * T = V_1 * T_1 + V_2 * T_2 + V_0 * T_0 \quad (\text{Ec.1.10})$$

de aquí se conocen todas las tensiones y el periodo total $T = 1/f_s$, con f_s como la frecuencia fundamental de la señal de referencia. Además se tienen la relación $T = T_1 + T_2 + T_0$ necesaria para encontrar estos tiempos de aplicación.

V_{ref} debe ser descompuesto en las componentes sobre los ejes directo (d) y de cuadratura (q) al igual que los vectores V_1 y V_2 para obtener las otras dos ecuaciones necesarias. La figura 1.12 muestra la proyección de éstos.

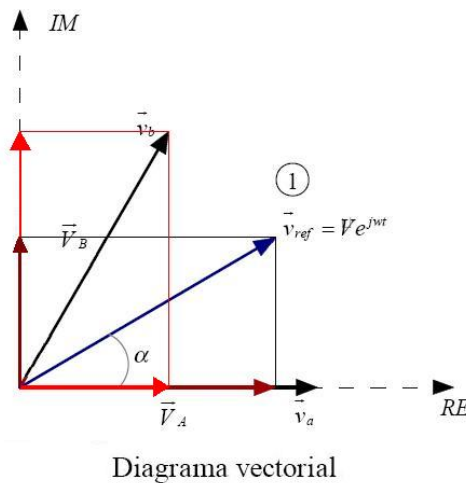


Figura 1.12 Descomposición del vector de Referencia

en esta gráfica $V_a = V_1$ y $V_b = V_2$. Se tiene entonces que:

$$T * \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} * V_{ref} = T_1 \frac{2}{3} V_{cc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{cc} \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{Ec.1.11})$$

de la ecuación 10 se deduce que:

$$T_1 = T \frac{V_{ref} \sin((\pi/3) - \alpha)}{\frac{2}{3} V_{cc} \sin(\pi/3)} \quad (\text{Ec.1.12})$$

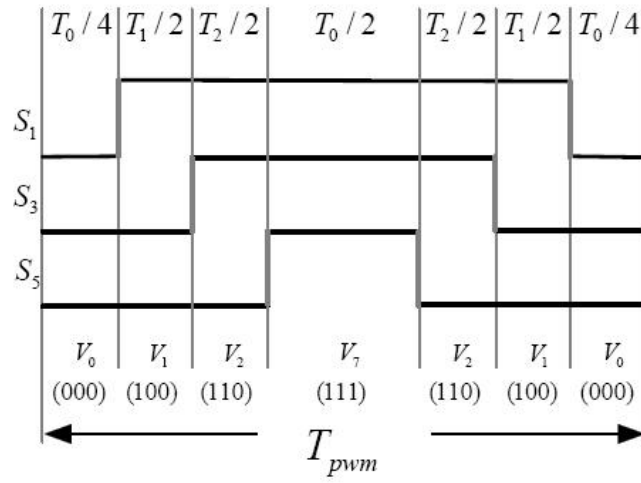
$$T_2 = T \frac{V_{ref} \sin \alpha}{\frac{2}{3} V_{cc} \sin(\pi/3)} \quad (\text{Ec. 1.13})$$

luego $T_0 = T - T_1 - T_2$

Se supone entonces que la secuencia debe ser para el caso del área 1 del hexágono: $V_0, V_1, V_2, V_7, V_2, V_1, V_0$ que garantiza la conmutación de solo una rama del puente por vez y la tensión que se desea a su salida.

Ahora se debe hacer una distribución simétrica del tiempo de duración de cada conmutación en la secuencia. Esto genera los pulsos de la figura 1.13.

Si el vector de referencia se encuentra en la zona 2 limitada por los vectores V_2 y V_3 , la secuencia sería en ese caso: $V_0, V_3, V_2, V_7, V_2, V_3, V_0$ ya que es la única que respeta la condición de cambiar solo en un bit la conmutación de los dispositivos.



Forma de onda del patrón PWM en un periodo de conmutación. El vector de referencia se encuentra en el sector 1.

Figura 1.13 Patrón de Pulsos en un Periodo de Conmutación

La generalización de las ecuaciones 11 y 12 para cualquier área son:

$$T_1 = \sqrt{3}T \left[\frac{\left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{cc}} \right] \text{sen} \left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3} \pi \right) = \sqrt{3}T \left[\frac{\left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{cc}} \right] \left[\text{sen} \left(\frac{n\pi}{3} \right) \cos \alpha - \cos \left(\frac{n\pi}{3} \right) \text{sen} \alpha \right]$$

$$T_2 = \sqrt{3}T \left[\frac{\left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{cc}} \right] \text{sen} \left(\alpha - \frac{n-1}{3} \pi \right) = \sqrt{3}T \left[\frac{\left| \vec{V}_{ref} \right|}{V_{cc}} \right] \left[-\cos(\alpha) \text{sen} \left(\frac{(n-1)\pi}{3} \right) + \text{sen} \alpha \cos \left(\frac{(n-1)\pi}{3} \right) \right]$$

donde $n=1, \dots, 6$, o sea sectores 1 al 6 y $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

(Ec. 1.14)

CAPITULO 2: ANÁLISIS DE MODULACION SPWM EN CONTROL DE CORRIENTE

Se hace un análisis en tiempo y frecuencia de la forma de onda PWM sinusoidal y su relación espectral con el voltaje y la corriente de carga, además se plantea una estrategia de control en corriente y se hace una simulación para verificar su comportamiento.

PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO Y CARGA TRIFÁSICA

Esta constituido por 6 elementos de conmutación IGBT conectados por parejas en serie y la terna resultante conectada en paralelo (Fig. 1.1). El puente puede ser alimentado por una fuente de voltaje DC (VSI) o corriente DC (CSI), pero lo común es que sea por fuentes de voltaje. Si se cuenta con un CSI y se desea controlar la magnitud de la corriente en la carga, el análisis es igual que cuando se desea controlar el voltaje en un VSI. La situación es un poco más compleja si se tiene un VSI y se desea controlar la corriente. Desde este punto de vista, el inversor se convierte en una fuente de corriente visto desde la carga cuyo valor rms puede ser modificado para la tarea requerida.

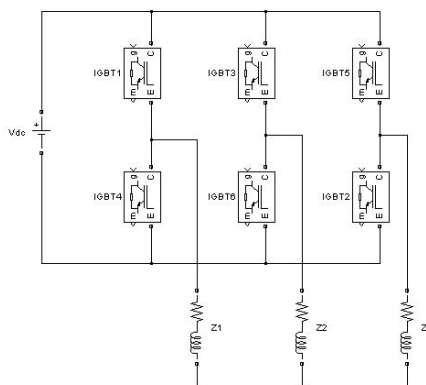
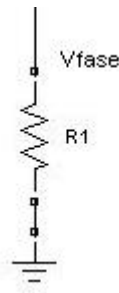


Figura 2.1 Inversor con Carga Trifásica

El análisis de control en corriente a partir de un VSI comienza con un análisis del voltaje en la carga y cómo influye los deltas de voltaje en la corriente para establecer la escala de variación de la misma.

CARGAS EN “Y” EQUILIBRADAS SIN COMPONENTES REACTIVAS.

Una carga conectada en Y como la que se muestra en la figura 2.1 pero sin componentes reactivas permite hacer directamente un análisis monofásico.



El voltaje aplicado a la carga es el voltaje de fase: $V_f = I_L * R$. De esta relación elemental se sabe que se tiene control directo de la magnitud del voltaje e indirectamente sobre la corriente dado que un incremento ΔV_f produce también un ΔI_L proporcional, con un factor de escalamiento $\alpha = (R)^{-1}$ o conductancia.

CARGAS EN “Y” EQUILIBRADAS CON COMPONENTE REACTIVA INDUCTIVA.

Ahora el factor de escalamiento (admitancia) entre la corriente y el voltaje en cargas RL es:

En Laplace $\alpha(s) = \frac{1/L}{s + \frac{R}{L}}$ y en el tiempo $\alpha(t) = \frac{1}{L} * \ell^{\frac{R}{L} * t}$.

Esta forma del factor implica que el escalamiento real en el tiempo dependa también del tipo de señal de voltaje que se aplique sobre la carga. Así para un voltaje constante en el tiempo V_{CC} la corriente es:

$$i(t) = \frac{V_{CC}}{R} * (1 - \ell^{\frac{R}{L} * t}) \quad (\text{Ec.2.3})$$

Donde un cambio en el voltaje V_{cc} implica un cambio en la corriente $i(t)$ pero retardado en el tiempo por la acción de la inductancia en la constante de tiempo $\tau = -(L/R)$.

MODULACIÓN SPWM APLICADA A UN VSI EN CONTROL DE CORRIENTE PI ESTATICO CON CARGA TRIFÁSICA RESISTIVA.

La onda portadora es una señal triangular cuya frecuencia debe ser convenientemente múltiplo entero impar de la frecuencia fundamental (60Hz) y se le ha dado el valor de $M_f = 15$. Este criterio se fundamenta en las afirmaciones hechas en [3] en donde se menciona que de esta manera las señales portadora y de referencia son sincronizadas (PWM síncrona) y se evita la presencia de componentes sub-armónicas cercanas a la fundamental. Además dice que si M_f es múltiplo de 3, algunos de los armónicos dominantes de la tensión de fase se cancelarán en el espectro de la tensión de línea.

La carga trifásica resistiva usada en la simulación es de 10kW a 60Hz y la corriente nominal esta determinada por el voltaje nominal a 500 V rms según la relación $I_L = P_{3\phi} / \sqrt{3} * V_{LL}$ con un valor de 11.55A rms. El interés se centra sobre el parámetro de corriente y para su control se plantea en el presente capítulo el Control de corriente por medio del diseño de un Controlador Estacionario PI.

Este modelo usa tres compensadores de error PI para producir los comandos de voltaje U_{AC}, U_{BC}, U_{CC} o señal moduladora trifásica, con la cual se generan los pulsos PWM en su comparación con la portadora triangular.

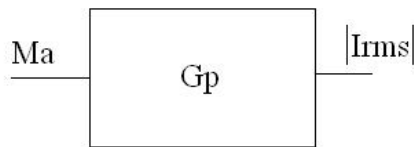


Figura 2.2 Variables de entrada y salida del Sistema

Dado que se tiene un puente inversor VSI, la magnitud del voltaje aplicado en la carga puede ser manipulado variando el índice de modulación de amplitud M_a , lo cual modifica la magnitud de la corriente. El control se enfoca entonces sobre este parámetro y es convenientemente la variable de entrada en la función de transferencia por fase del sistema G_p (Fig. 2.2). Además se desea que la variable de salida del mismo sea el valor rms de la corriente la cual depende del índice de modulación según la relación [3]:

$$(I_{rms})_1 = \frac{M_a * V_{CC}}{\sqrt{2} * R} \quad (\text{Ec.2.4})$$

correspondiente a la componente fundamental de la corriente para un índice de modulación de amplitud menor que 1, esto limita dicha corriente a un valor máximo de $V_{CC}/(\sqrt{2} * R)$. Así la función de transferencia G_p es:

$$\frac{(I_{rms})_1}{M_a} = G_p = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2} * R} \quad (\text{Ec.2.5})$$

La figura 2.3 ilustra el sistema con el correspondiente control PI en donde se ha puesto en el lazo de realimentación un elemento H (medidor) el cual recoge la medición de la magnitud de la corriente y la convierte a su valor en P.U.

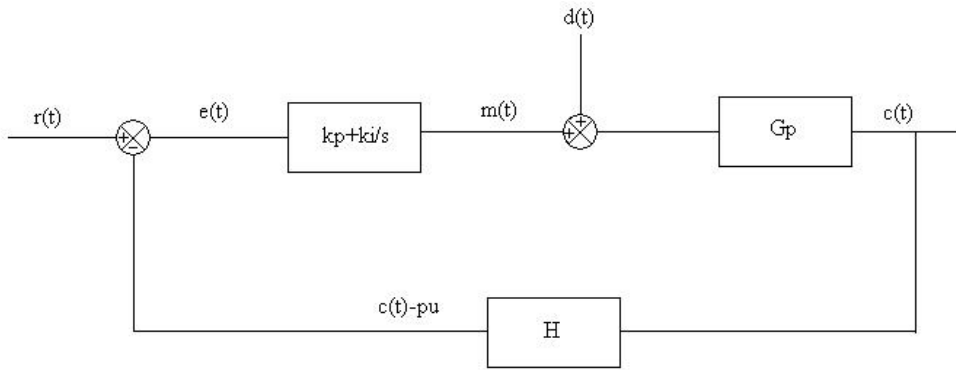


Figura 2.3 Modelo del Sistema con Realimentación

$r(t)$ es un valor constante entre 0 y 1 de referencia para la corriente, $d(t)$ representa un disturbio cuyo origen pueda ser ocasionado por cambios repentinos en la carga, aunque para este caso su valor es cero ya que la carga esta expresada por parámetros constantes. Haciendo el error de estado estable muy pequeño tal que $e_{ss} = 0.01$ y seleccionando un polo en $S = -100$ (lado izquierdo del plano complejo de “S”) se obtiene que los valores de las constantes K_p y K_i son:

- $K_p = 0.4$
- $K_i = 40$

La expresión para el elemento H es por tanto:

$$H = \frac{1}{I_{REF}}$$

donde I_{REF} es el valor rms de la corriente que se desea que circule por la carga o también la corriente nominal de la misma.

SIMULACIÓN DEL MODELO PLANTEADO.

Con la ayuda del Simulink de MatLab se hizo la simulación del modelo de la Fig.2.4.

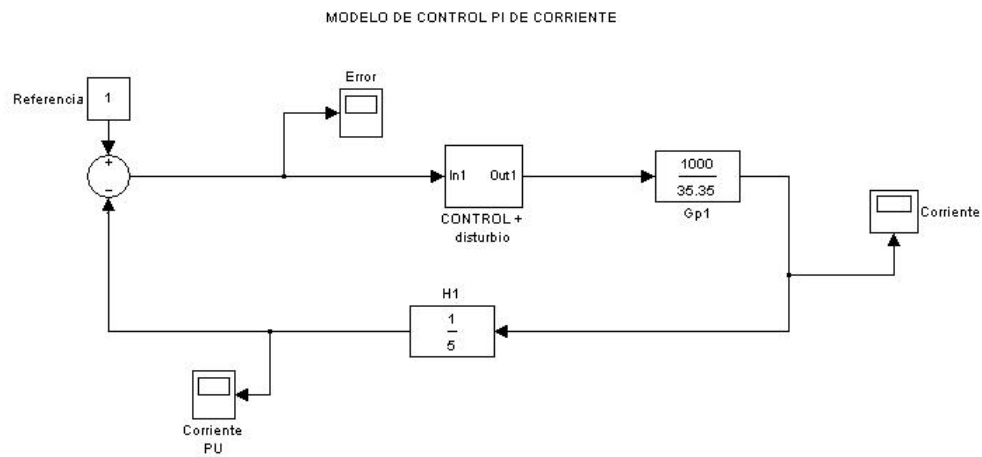


Figura 2.4 Montaje del Modelo en MatLab

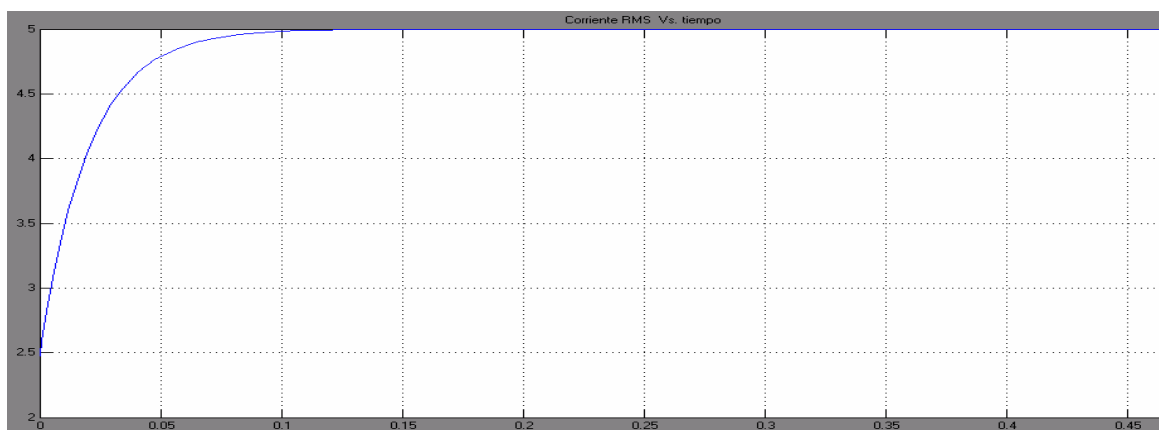


Figura 2.5 Corriente RMS a la salida de la Planta

Con una corriente deseada de 5 amperios rms en la carga y un voltaje de 1000V en continua de alimentación del puente y las constantes proporcional e integral calculadas, la salida del sistema se comporta siguiendo la referencia, estableciéndose en un tiempo menor a 0.1 segundos (Fig. 2.5)

La variable a controlar, que es el índice de modulación, se estableció en el valor 0.178 en un tiempo menor a 0.1 segundos según como lo muestra la figura 2.6.

La simulación del modelo muestra el comportamiento que se esperaba del sistema y el paso siguiente es la simulación del sistema real con los elementos que lo componen.

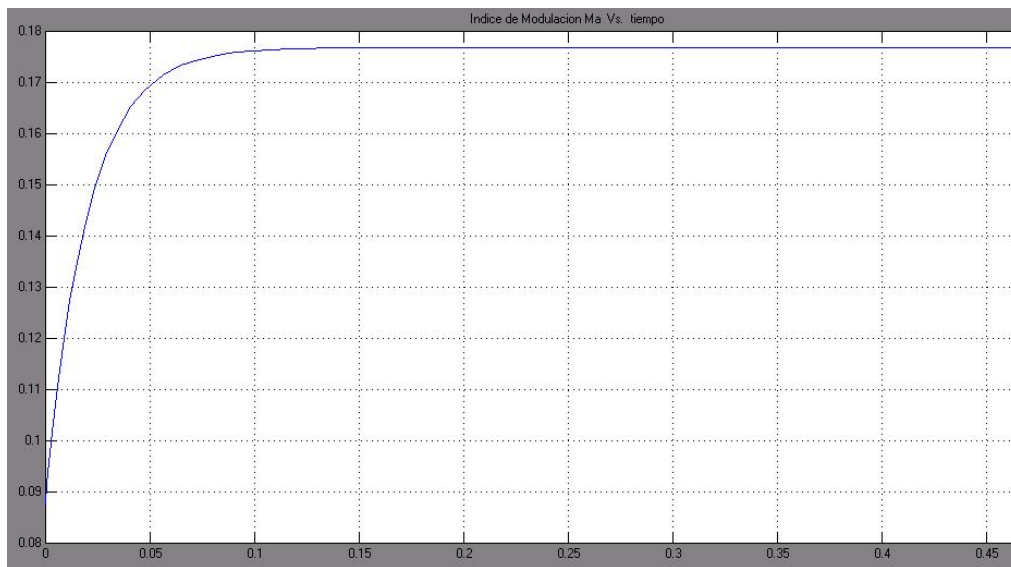


Figura 2.6 Índice de Modulación a la entrada de la Planta

SIMULACIÓN DEL CONTROL DE CORRIENTE DEL INVERSOR VSI CON CARGA RESISTIVA TRIFÁSICA.

El puente inversor trifásico está constituido por el módulo “Universal Bridge” de Simulink, los dispositivos electrónicos de conmutación elegidos son los IGBT's y el voltaje continuo de alimentación es de 1000V. En el apéndice A se habla sobre el modelo que explica el funcionamiento y las características del IGBT. El módulo “Filtro-Medición” contiene en su interior un filtro resonante pasa banda RLC diseñado para 60Hz como frecuencia central de paso (Fig.2.7).

El medidor de corriente trifásica censa cada una de ellas y las convierte en valores en por unidad (pu) usando una potencia base igual a la potencia de la carga. El modulo corriente PICO-pu registra gráficamente los valores pico de las corrientes pu y las envía al comparador.

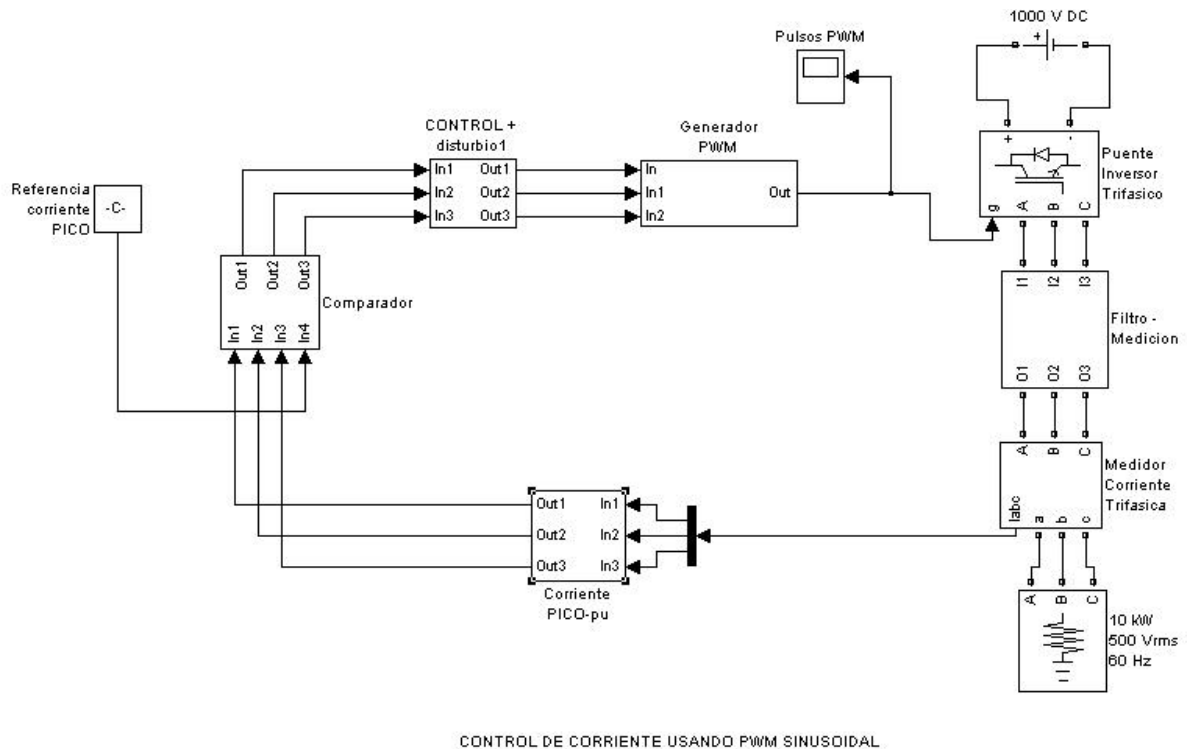


Figura 2.7 Montaje en MatLab del Sistema en Lazo Cerrado

El modulo de “control y disturbio” es el que contiene los parámetros de control proporcional e integral. A él ingresa el error debido a la comparación con la señal de referencia de la señal pico de la corriente y sale la señal de control.

Desde este módulo es posible activar una señal de disturbio a la planta con el fin de observar el comportamiento del sistema bajo esta perturbación y como es sabido desde la teoría de control, el lazo de realimentación ayuda a disminuir el efecto causado por éste.

El modulo “generador PWM” genera internamente la señal portadora triangular así como la señal moduladora trifásica sinusoidal. Esta ultima tiene una frecuencia fundamental de 60Hz y de ella es posible modificar su amplitud o índice de modulación Ma por medio de la señal de control que llega del modulo anterior. La frecuencia de la señal portadora también es definida en el interior de este módulo a 900Hz o sea 15 veces la frecuencia de la moduladora. De este módulo salen los

pulsos PWM necesarios para la activación de cada uno de los dispositivos IGBT del puente inversor.

La corriente nominal en la carga es la corriente de referencia usada para transformar los valores a pu. Su magnitud pico en amperios es de 16.33A. El valor de referencia que ingresa al modulo de comparación es puesto a 0.4456 o sea el 44.56% de la corriente nominal, para obtener los 5A rms deseados en la carga.

Análisis en el dominio del tiempo.

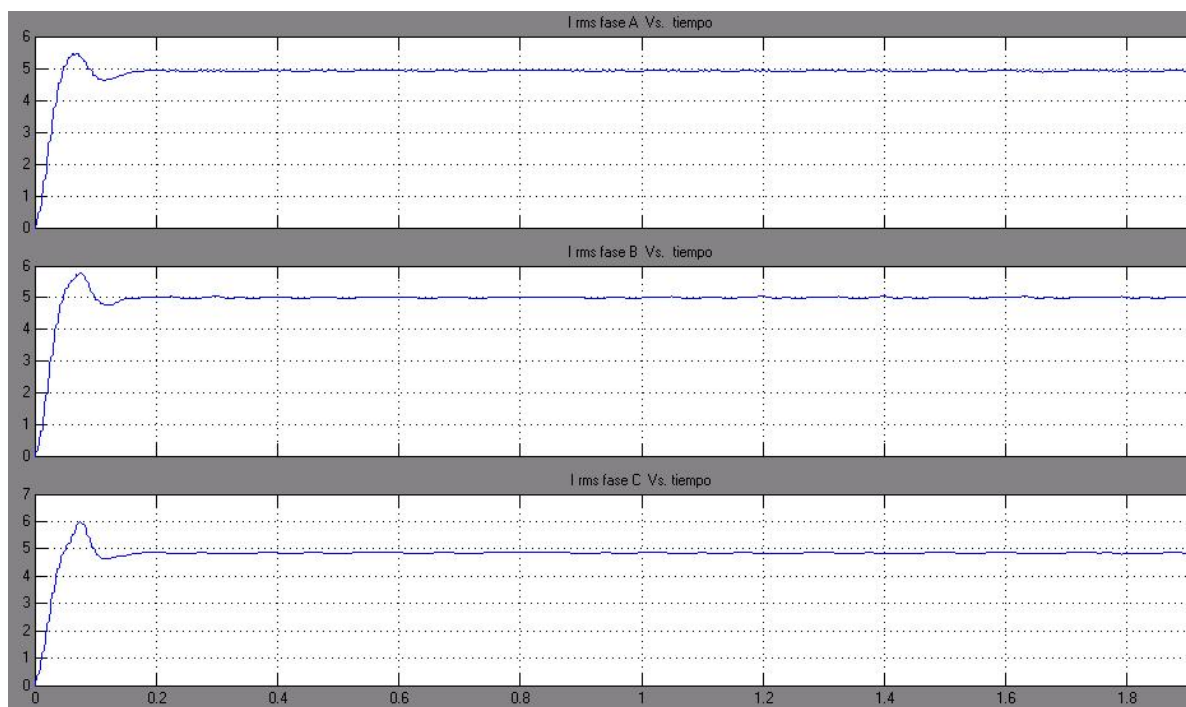


Figura 2.8 Corriente RMS. Primeras Constantes PI

La simulación muestra en la figura 2.8 el valor RMS de las corrientes en la carga los cuales se establecieron en 5A, coincidiendo con la simulación del modelo en cuanto al estado estable. El índice de modulación de amplitud obtenido en la simulación del sistema alcanzó un valor de establecimiento de 0.38 (Fig. 2.9).

En comparación con el modelo, cuyo valor obtenido fue de 0.17 existe una diferencia que aunque es perceptible, es muy pequeña y aceptable dado que el modelo representa una aproximación en

el armónico fundamental del sistema real el cual contiene elementos no lineales que harían mas complejo su análisis.

La tensión de línea a la salida del inversor tiene la forma mostrada en la figura 2.10 y es idéntica a un pulso PWM sinusoidal unipolar que varía entre 1000, 0, -1000 Voltios DC.

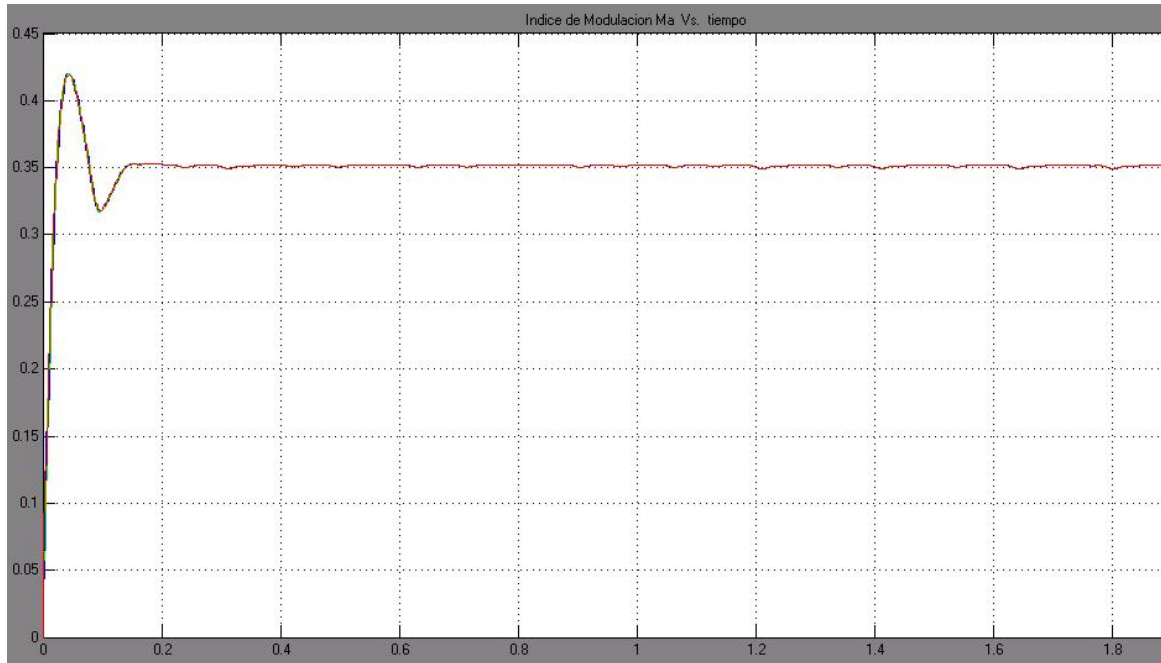


Figura 2.9 Índice de Modulación. Primeras Constantes PI

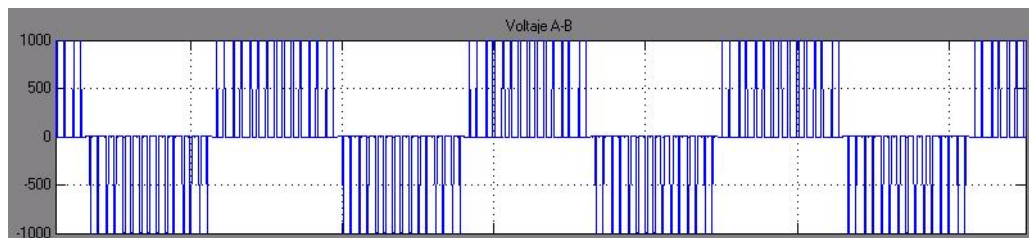


Figura 2.10 Voltaje de Línea antes de Filtro

Dicha tensión tiene una representación en serie de Fourier $V_o(t) = \sum b_n \text{sen}(n\omega t)$ [14] donde su primer armónico o fundamental, calculado con la ecuación 1.7 vale:

$$V_{o1} = 311.75 \text{ voltios}$$

Así, la corriente de línea en la carga expresada en forma de serie de Fourier es:

$$I_o(t) = \frac{\sum_{n=1} b_n \sin(n\omega t)}{\sqrt{3} * R} \quad (\text{Ec.2.6})$$

La ecuación 2.6 sugiere que los criterios en el análisis del espectro de la señal de voltaje aplican de la misma manera para la señal de corriente cambiando solo en la amplitud de los armónicos los cuales son mas pequeños [15] al estar divididos por el valor $\sqrt{3} * R$. Al hacer el cálculo para el armónico fundamental de corriente con esta ecuación se obtiene un valor de:

$$I_{o1} = 7.2 \text{ Amperios}$$

En la simulación, después del filtro, se obtuvo que la magnitud de esta componente armónica es de 7.2 amperios que es el valor pico de la forma de onda de corriente en la carga de la figura 2.11. Este resultado confirma la validez de la ecuación 2.6.

Se afirma también la efectividad de la metodología de control PI al mantener el valor deseado de la corriente con nivel de rizado bajo, que produce una distorsión armónica total de: THD = 1.5% tanto en la señal de corriente como en la de voltaje. La medición de este parámetro se ha realizado con el módulo *Total Armonic Distortion* disponible en *SimPowerSystem/Extras/Discrete Measurements Library* del Simulink de MatLab.

Sin embargo mas adelante se analiza la respuesta del sistema frente a un disturbio lo cual puede hacer cambiar los valores de los parámetros de control.

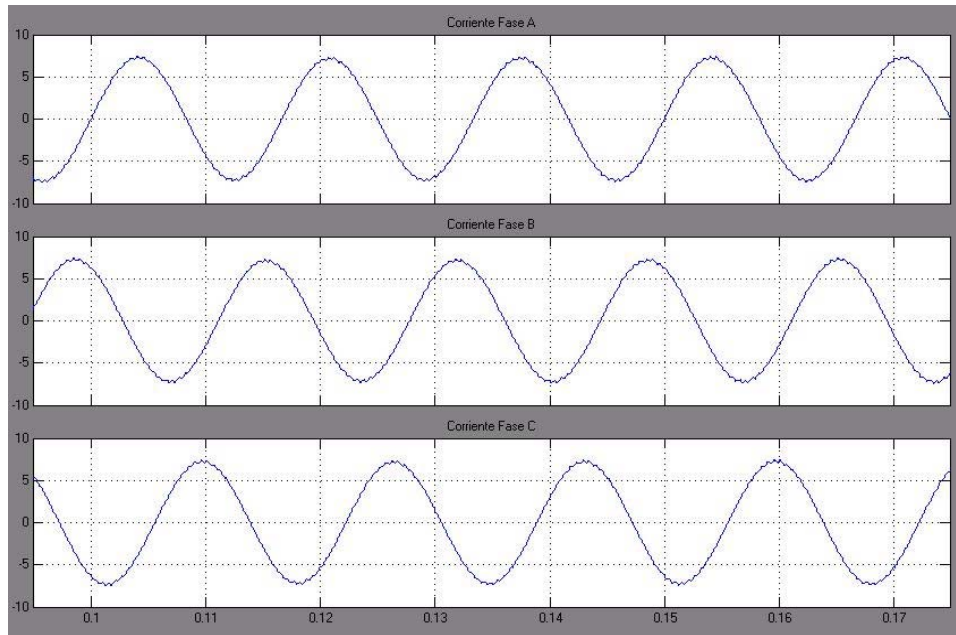


Figura 2.11 Forma de Onda de la Corriente en la Carga

Análisis en el dominio de la frecuencia.

Desde el capítulo 1 se vio que un pulso PWM sinusoidal contiene armónicos en un rango alto de frecuencias alrededor de la frecuencia portadora y sus múltiplos y que además si el índice de modulación en frecuencia es superior a 8, se generan también bandas de frecuencias alrededor de dichos múltiplos, según lo describe la ecuación 1.4.

También se sabe que esta modulación reduce en gran medida la distorsión armónica total[13] de la señal de voltaje, eliminando los armónicos menores o iguales a $(2p-1)$, donde “ p ” es el número de pulsos por semiciclo, lo cual es muy importante dado que se reduce el tamaño y el costo de los filtros a utilizar.

Aplicando esta teoría al caso de la presente simulación, se deduce que los armónicos tendrán bandas laterales de frecuencias ya que $M_f = 15 > 8$. Por medio de la ecuación 1.4 se calcularon las frecuencias donde se encuentran estos armónicos y están consignadas en la tabla 2.1 en unidades de Hz, donde por cada armónico “ n ” se calculó 4 bandas a cada lado.

Banda (k)									
n	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
1	660	0	780	0	900	0	1020	0	1140
2	0	1620	0	1740	0	1860	0	1980	0
3	2460	0	2580	0	2700	0	2820	0	2940
4	0	3420	0	3540	0	3660	0	3780	0
5	4260	0	4380	0	4500	0	4620	0	4740
6	0	5220	0	5340	0	5460	0	5580	0
7	6060	0	6180	0	6300	0	6420	0	6540

Tabla 2.1 Bandas Laterales del Armónico “n” en SPWM

El numero de pulsos por semiciclo es $p = 15/2$, por tanto los armónicos menores o iguales a 14 son eliminados de la señal y el armónico 15 (900Hz) se convierte en el de mayor amplitud a considerar. Dado que el interés se centra en la señal de corriente de carga, se debe analizar el estado de su espectro.

El pulso PWM generado en MatLab tiene la característica de ser bipolar comprendido entre los valores 0 y 1. En efecto este pulso revela en la simulación bandas laterales de frecuencias alrededor de los armónicos de la frecuencia portadora, como lo muestra la figura 2.12. La diferencia que hay entre la modulación Bipolar y unipolar es que esta última no contiene el fundamental de f_c ni sus armónicos impares [3], solo los n pares de la tabla 2.1.

A la salida del inversor el voltaje de línea contiene el mismo espectro que tiene un pulso PWM unipolar debido a su forma en el tiempo (Fig.1.6, 1.6a y 2.10) el cual es mostrado en la figura 2.13.

Al comparar con la tabla 2.1 se observa por ejemplo que en el armónico 2, o sea en $f = 1.8\text{KHz}$, se tiene un hueco, dado que allí la magnitud del armónico es cero por ser par, pero en las bandas laterales 1.74KHz y 1.86KHz existen máximos locales.

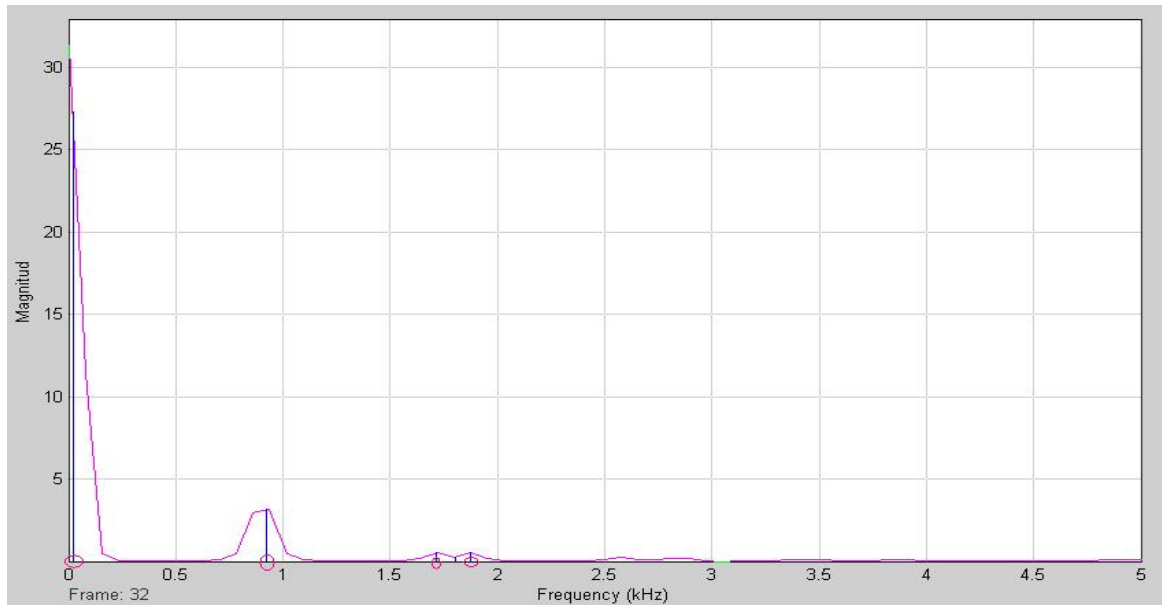


Figura 2.12 Espectro del Pulso PWM Bipolar

Así mismo se observa el máximo del espectro correspondiente a la fundamental en 60Hz como también el primer armónico de la portadora a 0.9KHz.

Se ve en la figura 2.13 en comparación con la figura 2.12 que el primer armónico ubicado en $f = 900\text{Hz}$ ya no está presente debido a la forma unipolar del voltaje de línea (Tabla 2.2), lo cual reduce aun mas el contenido de armónicos en la señal de corriente según la relación de la ecuación 2.6 dejando presentes solo los armónicos pares (y sus bandas de frecuencias) de la tabla 2.1.

Además, teniendo en cuenta lo dicho anteriormente sobre la disminución de la magnitud de los armónicos de corriente [15], el espectro que ella presenta a la salida del inversor contiene visiblemente solo la fundamental a 60 Hz pues las demás han sido atenuadas. La figura 2.14 muestra este resultado.

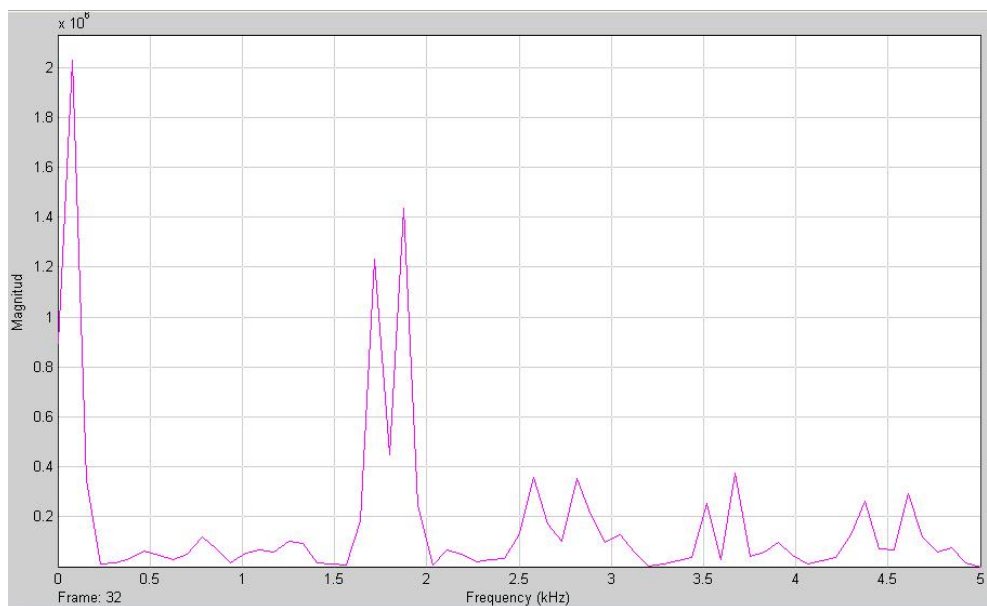


Figura 2.13 Espectro del Voltaje de línea. Característica Unipolar

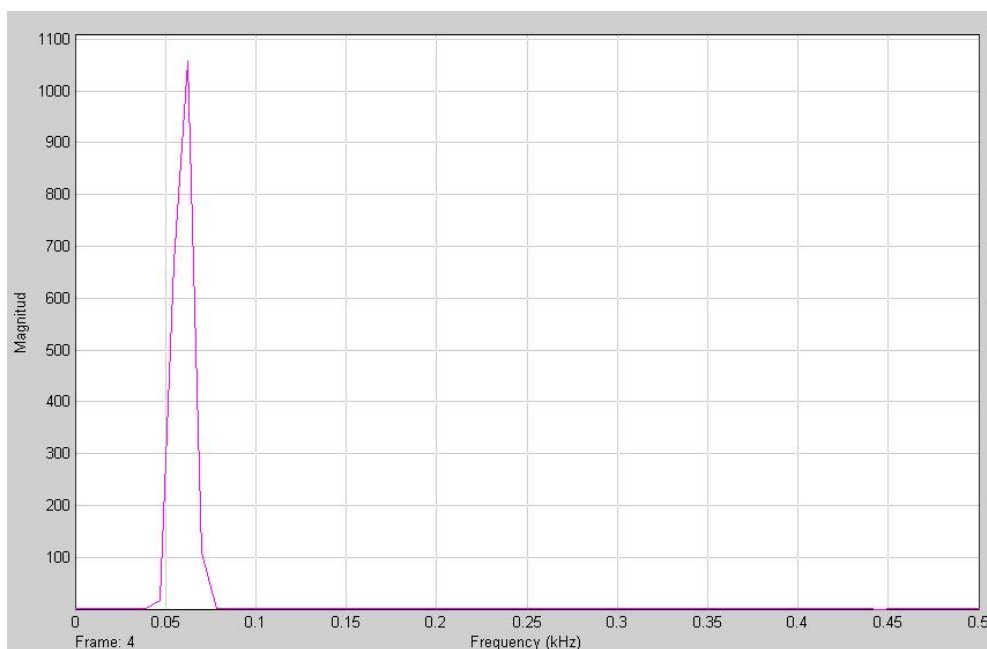


Figura 2.14 Espectro de la Corriente a la salida del Inversor

Los valores de estos armónicos imperceptibles en la gráfica son los consignados en la tabla 2.2.

RANGO		VOLTAJE		CORRIENTE	
armónicos	f (Hz)	Mag. filtrada	Mag. No filtrada	Mag. Filtrado	Mag. No filtrado
1	60	305	305	7,07	7,25
15	900	0	0	0	0
29	1740	2,9	260	0,067	0,068
31	1860	2,7	261	0,064	0,065
59	3540	0,84	148	0,018	0,02
61	3660	0,81	153	0,018	0,02
89	5340	0,13	33	0,003	0,003

Tabla 2.2 Magnitud de los Armónicos de Corriente y Voltaje

La formulación de esta metodología de control de corriente no contiene cálculos numéricos ni algoritmos que demanden alto rendimiento computacional durante su desarrollo por lo cual su implementación en circuitos integrados o microcontroladores no es compleja. Es de interés que a pesar de ser un método de control relativamente sencillo arroje buenos resultados en cargas resistivas.

Análisis del controlador ante un disturbio.

La formulación completa de la función de transferencia del sistema de la figura 2.3 es:

$$C(s) = \frac{G_p K_p s + G_p K_i}{s(1 + HG_p K_p) + HG_p K_i} * R(s) + \frac{G_p}{1 + HG_p (K_p + K_i / s)} * N(s) \quad (\text{Ec.2.7})$$

Esta ecuación incluye los efectos a la salida a causa del ruido $N(s)$. El análisis en estado estable de dicha función de transferencia revela la forma de la señal de salida.

La transformada inversa de Laplace de la salida cuando la entrada es un escalón de amplitud K y el ruido es un pulso delta es:

$$C(t) = \underbrace{K(K_p A - \frac{1}{H})e^{-HAK_i t}}_{C_r(t)} + \underbrace{\frac{K}{H} + A(\delta(t-1) - HAK_i e^{-HAK_i(t-1)})\mu_1(t)}_{C_n(t)} \quad (\text{Ec.2.8})$$

donde $A = \frac{G_p}{1 + HG_p K_p}$.

Los dos primeros sumandos corresponden a la respuesta de la salida debido a la entrada $r(t)$ y el ultimo corresponde a la respuesta debido al ruido $n(t)$. El efecto de la constante K_i no influye en el comportamiento de estado estacionario a la salida; mas bien ella influye en la rapidez con que se atenúa el estado transitorio.

Las constantes de control usadas en la simulación del sistema de la figura 2.7 fueron deducidas a partir de las expresiones del modelo aproximado de la figura 2.4 sin tener en cuenta los efectos de un disturbio y los valores hallados fueron:

- $K_p = 0.4$
- $K_i = 40$

y dado que K_p es pequeña, los efectos sobre la salida son iguales a los de un sistema con una acción de control integral. Según la teoría de control análoga clásica [17] con dicha estrategia la salida del sistema se acerca asintóticamente a la entrada y es eso lo que sucede en la simulación según como se vio en la figura 2.9. Al tener en cuenta un disturbio de tipo impulsivo $\delta(t-1)$ ubicado en $t = 1$ segundos, dicho sistema responde tal como se muestra en la figura 2.15.

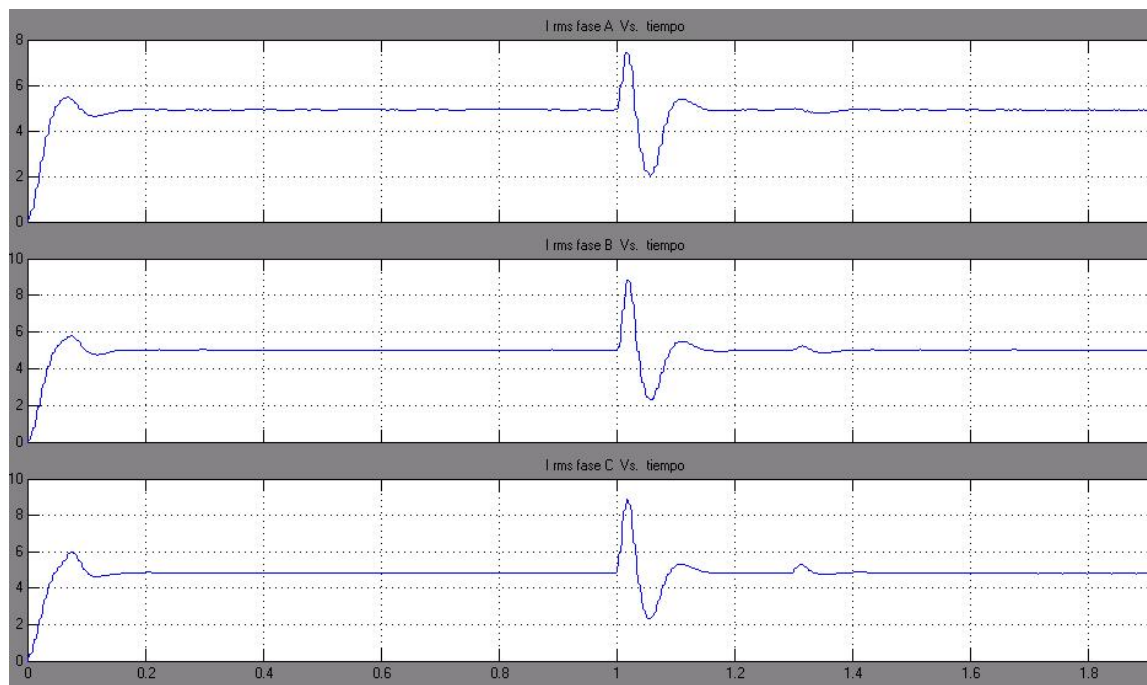


Figura 2.15 Efecto de un disturbio Impulsivo sobre la Corriente RMS en la Carga

Para verificar este resultado teóricamente se hace que $K_p \rightarrow 0$ y $t \rightarrow \infty$ en la ecuación 2.8, para obtener una situación muy similar a la causada por el valor de las constantes mencionadas. Así el comportamiento del sistema en su estado estable es:

$$C_{ss}(t) = \frac{K}{H}$$

Con $K = 0.433$ la salida del estado estacionario es de 4.99. Este valor concuerda con el obtenido en la simulación como lo muestra la figura 2.15.

Especificación de respuesta transitoria	
Tiempo de retardo	0,022
Tiempo de crecimiento	0,03
Tiempo de pico	0,07
% de sobrepaso	18
Tiempo de establecimiento	0,162

Tabla 2.3 Parámetros del Transitorio

Las mediciones de los parámetros de estado transitorio debido a la entrada y al ruido se muestran en las tablas 2.3 y 2.4 respectivamente.

Especificación de respuesta al impulso	
Tiempo de retardo	0,031
Tiempo de crecimiento	no aplica
Tiempo de pico	0,018
% de sobrepaso	76
Tiempo de establecimiento	0,165

Tabla 2.4 Parámetros del Disturbio

Con el fin de encontrar las constantes de control mas adecuadas para el sistema se aplicó el método de Cohen & Coon, del cual se habla en el apéndice B, para comparar la respuesta transitoria bajo las constantes que arroja dicho método.

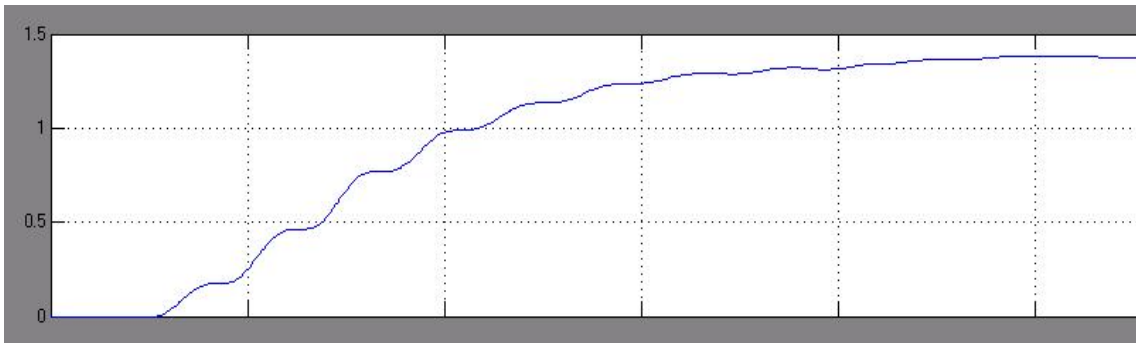


Figura 2.16 Respuesta del Sistema a una entrada tipo Escalón

La curva de reacción del sistema en la fase A se muestra en la figura 2.16. Por comparación con la figura 1B se encontró:

- $\theta = 0.011$
- $\tau = 0.069$
- $B = 1.48$
- $K = 1.48$

Donde K se halló por medio de la ecuación B1. Al reemplazar estos valores en las ecuaciones de la tabla B1 para la estrategia de control PI se encontraron:

- $K_p = 3.87$
- $K_i = 0.027$

La simulación hecha con estas constantes produce la señal de salida que se muestra en la figura 2.17. Se observa que el valor de estabilización inicial antes del disturbio llega a 4 amperios por lo cual una vez ocurrido éste, el sistema se estabilizara de nuevo en dicho valor de corriente.

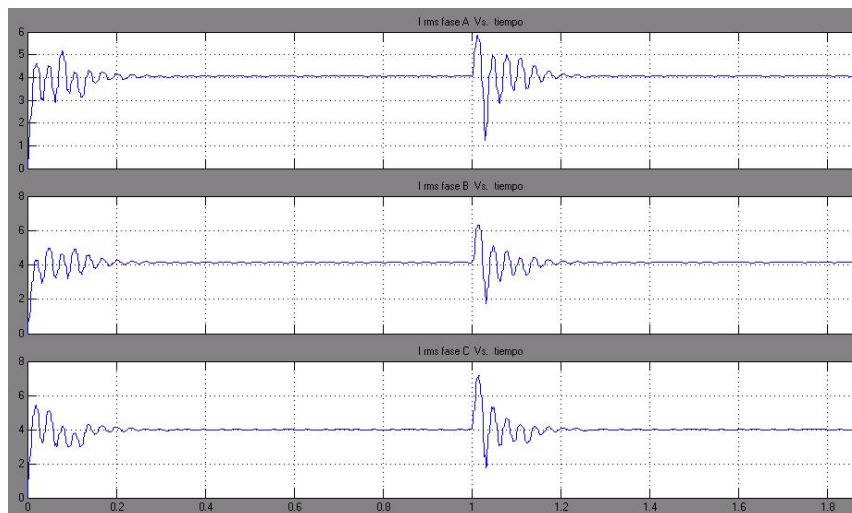


Figura 2.17 Respuesta Transitoria debidas a las constantes Cohen & Coon

Según la teoría de control análogo [17], esta característica se manifiesta en los sistemas con estrategia de control proporcional donde se dice que la salida de éstos no sigue exactamente a la entrada sino que existe un error estático llamado “*corrimiento*” u “*Offset*”, debido a la ausencia de elementos integradores en la planta. En el caso del resultado mostrado en la figura 2.17, ocurre el mismo fenómeno a causa de que la constante de integración K_i tiene un valor muy pequeño provocando que el sistema se comporte como si solo tuviera estrategia de control proporcional. En el momento del disturbio se observa mayor oscilación pero menor amplitud del pico del transitorio o menor porcentaje de sobrepaso. Las tablas 2.5 y 2.6 almacenan los valores de los parámetros de estado transitorio debidos a la entrada y al ruido.

Especificación de respuesta transitoria	
Tiempo de retardo	0,0075
Tiempo de crecimiento	0,0135
Tiempo de pico	0,02
% de sobrepaso	35
Tiempo de establecimiento	0,2

Tabla 2.5 Parámetros del Transitorio

La respuesta del transitorio inicial se hace mas rápido que en el caso anterior pero hay mayor porcentaje de sobrepaso debido a que el estado estable contiene offset en la salida estableciéndose no en 5 amperios sino en 4 A.

Especificación de respuesta al impulso	
Tiempo de retardo	0,025
Tiempo de crecimiento	no aplica
Tiempo de pico	0,015
% de sobrepaso	39,3
Tiempo de establecimiento	0,19

Tabla 2.6 Parámetros del Disturbio

La respuesta transitoria debido al disturbio tiene oscilaciones mas rápidas con menor porcentaje de sobrepaso aunque tarda un poco mas en establecerse.

Es necesario obtener otras constantes que puedan mantener el nivel de la salida deseado en 5 A y para ello se hizo un análisis de polos y ceros del primer sumando de la función de trasferencia en la ecuación 2.7. El número de polos es 1 igual al número de ceros y tienen los siguientes valores:

Polo

$$S = \frac{-HG_p K_i}{1 + HG_p K_p} = -P \quad (\text{Ec.2.9})$$

Cero

$$S = \frac{-K_i}{K_p} = -\varphi \quad (\text{Ec.2.10})$$

Se renombraron con P y φ los valores absolutos de los polos y los ceros para diferenciarlos dentro del procedimiento.

Reemplazando la ecuación 2.10 en la 2.9 se obtiene la relación:

$$\varphi = P * \left(\frac{HG_p K_p + 1}{HG_p K_p} \right) \quad (\text{Ec.2.11})$$

la posición de los polos y los ceros en el semiplano izquierdo del dominio de “S” para este modelo se acercan llegando a sobreponerse a medida que el parámetro de control proporcional crece. Reemplazando de nuevo la ecuación 2.10 en este último resultado se tiene que:

$$K_i = P * \left(\frac{HG_p K_p + 1}{HG_p} \right) \quad (\text{Ec.2.12})$$

El segundo sumando de la ecuación 2.8 tiene en la expresión exponencial la constante de tiempo $(HAK_i)^{-1}$ la cual entre mas grande sea, mas rápido decaerá el transitorio debido al ruido. De esta manera se puede plantear que dicha relación este acotada inferiormente para que la respuesta del sistema este siempre por encima así:

$$\frac{HG_p K_i}{1 + HG_p K_p} > \zeta$$

Despejando K_i queda:

$$K_i > \zeta * \left(\frac{1 + HG_p K_p}{HG_p} \right) \quad (\text{Ec.2.13})$$

Al reemplazar la ecuación 2.12 en la 2.13 se obtiene que:

$$P > \zeta$$

Así, para un valor de $\zeta = 10$ (constante de tiempo igual a 0.1) el polo del sistema debe estar ubicado más allá de -10 en el plano “S”. Con este criterio se da un valor a P de 15. Luego con la ecuación 2.12 se encuentra los siguientes pares de parámetros de control:

Kp	Ki
1	27,3
2	42,3
3	57,3
4	72,3

Tabla 2.7 Constantes PI de Mejor Respuesta

Los dos últimos pares de constantes producen grandes oscilaciones a la salida que no se atenúan, volviéndose un rizado permanente e indeseado en la señal de corriente.

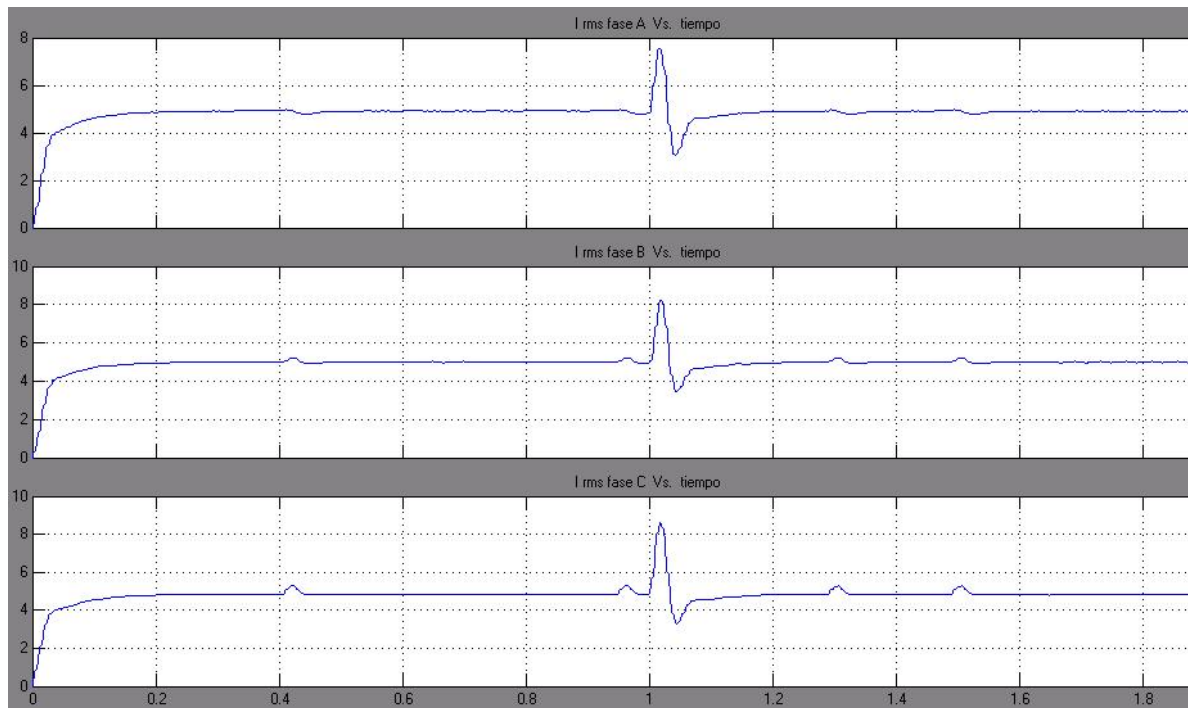


Figura 2.18 Respuesta al Disturbio de menor Oscilación

Esto es causado por el gran valor que adquiere el parámetro integral de control. De los dos primeros pares de valores el mejor resultado es el correspondiente a $K_p = 1$ y $K_i = 27.3$ cuya respuesta se aprecia en la figura 2.18. La medición de los parámetros transitorios debidos a la entrada se muestran en la tabla 2.8.

Especificación de respuesta transitoria	
Tiempo de retardo	0,018
Tiempo de crecimiento	0,079
Tiempo de pico	no aplica
% de sobrepaso	no aplica
Tiempo de establecimiento	0,16

Tabla 2.8 Parámetros del Transitorio

La respuesta transitoria tiene forma sigmoideal y no contiene sobre pasos según como se muestra en la figura 2.18, es por esto que no hay tiempo de pico y porcentaje de sobrepaso. La respuesta debida al impulso o ruido generó los valores de la tabla 2.9.

Especificación de respuesta al impulso	
Tiempo de retardo	0,03
Tiempo de crecimiento	no aplica
Tiempo de pico	0,017
% de sobrepaso	51
Tiempo de establecimiento	0,146

Tabla 2.9 Parámetros del Disturbio

El porcentaje de sobre paso es mayor que en el caso anterior pero el tiempo de establecimiento disminuyó unos 40 milisegundos. La respuesta en estado estacionario alcanzo el valor de 4.98 A eliminando así el offset que hacía disminuir la acción del control.

CAPITULO 3: ANÁLISIS DE MODULACION SVPWM EN CONTROL DE CORRIENTE

En este capítulo se desarrolla otra metodología de control en corriente para un inversor trifásico con un enfoque diferente al del capítulo anterior aunque también se usa el control PI para las componentes de la corriente que representa en un solo fasor las tres corrientes de línea del sistema trifásico.

METODOLOGÍA DEL PROBLEMA DE CONTROL

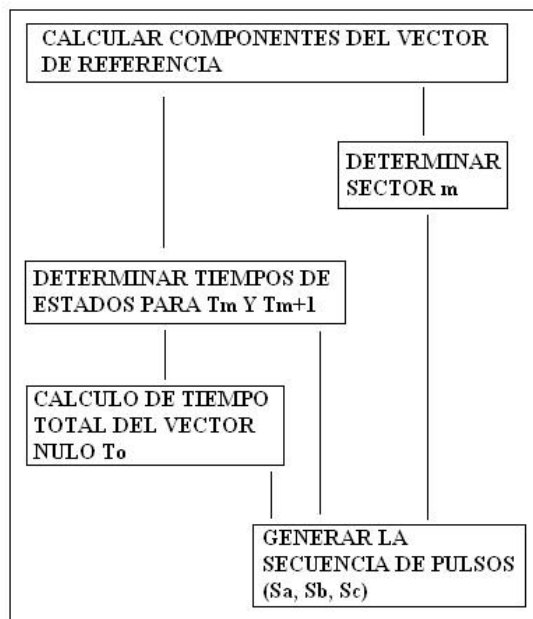


Figura 3.1 Algoritmo Metodológico

La metodología de control en este tipo de modulación se fundamenta en determinar los tiempos de aplicación de los vectores de conmutación según la zona donde se encuentre el vector de Park o vector de referencia que gira a la misma velocidad angular del sistema trifásico.

Partiendo de nuevo del sistema de la figura 2.7 en donde se tiene una carga trifásica de naturaleza resistiva y donde se desea control de corriente en 5 A, el problema de control y generación de pulsos de disparo de los IGBT's es llevado a cabo según el algoritmo [5] mostrado en la figura 3.1.

Aprovechando la ventaja de que la conversión ABC a Park mantiene invariante la magnitud de los fasores, se hace un control PI de dicha magnitud en un valor de 0.433 PU de corriente.

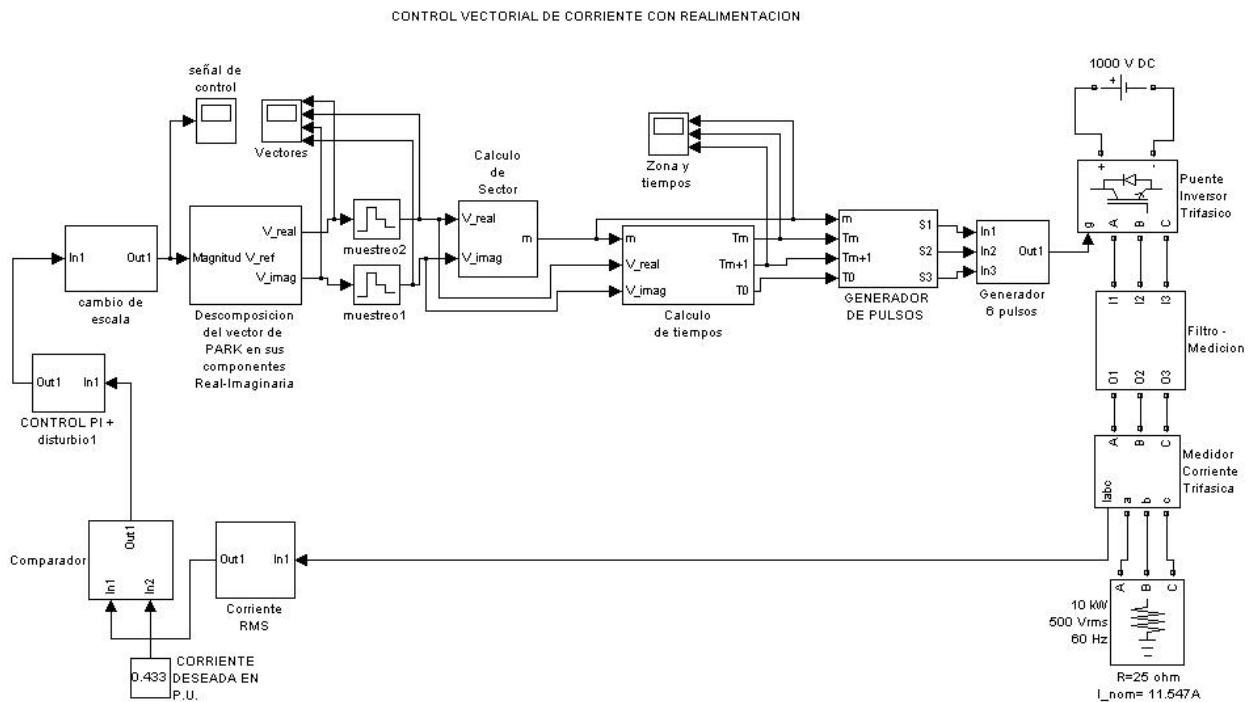


Figura 3.2 Montaje del Sistema con control SVPWM en lazo cerrado

Una vez que este vector está descompuesto en sus componentes real e imaginaria se muestrea de tal forma que se obtengan varias muestras por cada zona (Fig. 1.11). Con cada dato de muestra se calcula el sector y los tiempos de conmutación. Luego toda esta información ingresa a un algoritmo escrito en un código de MatLab dentro del módulo “GENERADOR DE PULSOS” de la figura 3.2. Allí se decide el patrón de pulsos que deben aplicarse sobre los elementos del inversor y la duración de los mismos.

MUESTREO DEL VECTOR DE PARK

En el espacio de Park el vector de referencia debe dar una vuelta completa en un tiempo igual al periodo de la señal de corriente en la carga, en este caso de 16.66ms correspondiente a la frecuencia del sistema de potencia a 60Hz. De este modo se tiene que el vector recorre una zona en un tiempo de 2.77mseg dado por la relación de la ecuación 3.1.

$$(T_{\text{sistema}} / 6) = t_{\text{zona}} \quad (\text{Ec. 3.1})$$

El numero de muestras por zona que se desea, determina la frecuencia de muestreo de dicho vector según la ecuación 3.2, de tal forma que para 4 muestras se tiene un periodo de muestreo de $T_s = 0.69\text{mseg}$.

$$f_s = \frac{\text{Numero_Muestras_por_Zona}}{t_{\text{zona}}} \quad (\text{Ec. 3.2})$$

La frecuencia de muestreo es de 1.44kHz y el número de muestras en un periodo de la señal de corriente es 24.

CÁLCULO DEL SECTOR “m”

Para llevar a cabo esta operación es necesario conocer previamente el valor instantáneo de las componentes del vector de Park las cuales van variando cosenoidal y senoidalmente a medida que éste rota por el plano complejo. Así, para cada muestra se calcula su zona según el algoritmo de la figura 3.3.

Este mismo algoritmo es utilizado en el interior de los DSP's de Texas instrument (TI) TMS320C24x/F24x [5], el cual se encuentra dentro de los mas utilizados actualmente para este tipo de modulación. Estos procesadores digitales de señal (Digital Signal Processors o DSP's) Ofrecen una alta velocidad de ejecución y soportan algoritmos especializados en el control digital.

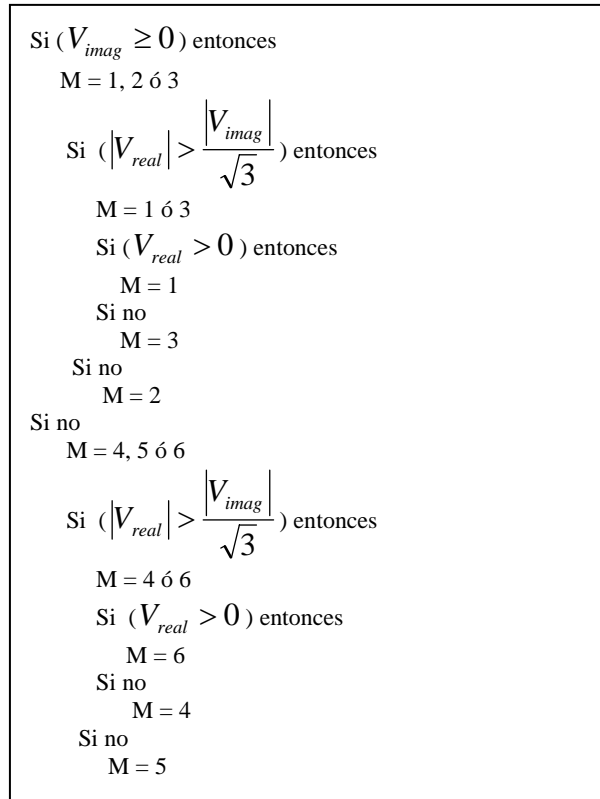


Figura 3.3 Algoritmo de decisión del Sector “m”

DETERMINACIÓN DE LOS TIEMPOS DE LOS VECTORES DE CONMUTACIÓN

Cada zona del hexágono (Fig. 1.11) está limitada por los vectores de conmutación o estados de conmutación de los IGBT's del inversor los cuales, según se ha dicho en el capítulo 1, generan el vector muestra tomado de los pasos anteriores de esta metodología, realizando un promedio ponderado en el tiempo de los mismos (Ec. 1.10). Las ecuaciones 1.12 y 1.13 obtenidas a raíz de este análisis están escritas en función del conocimiento del ángulo α que hay entre la referencia y dicho vector muestra (Fig. 1.12). Sin embargo este valor se encuentra implícito al tener en forma cartesiana las componentes del vector que además nos dan la información de la zona donde se encuentra (Fig. 3.3). De esta manera se ha acudido a expresiones equivalentes a la 1.12 y 1.13 dadas en función de la posición zonal “m” del vector muestra.

$$\begin{bmatrix} T_m \\ T_{m+1} \end{bmatrix} = \frac{T_s}{V_{DC}} \begin{bmatrix} \sin(\frac{m\pi}{3}) & -\cos(\frac{m\pi}{3}) \\ -\sin(\frac{(m-1)\pi}{3}) & \cos(\frac{(m-1)\pi}{3}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{real} \\ V_{imag} \end{bmatrix}$$

(Ec. 3.3)

La ecuación 3.3 es planteada por el autor de [5] donde se muestra la deducción sistemática de las mismas, pero partiendo de una hipótesis similar a la dada en el capítulo 1 de este trabajo para el mismo análisis, lo cual las hace expresiones equivalentes del mismo fenómeno.

El valor T_m corresponde al tiempo en el cual debe aplicarse el vector V_m . El subíndice corresponde a la zona donde es tomada la muestra $[V_{real}, V_{imag}]$.

SELECCIÓN DEL CICLO DE TRABAJO DE LOS VECTORES DE CONMUTACIÓN

Un ciclo de trabajo es la porción de tiempo dentro de un periodo de muestreo en la cual actúa un vector director o de conmutación. Matemáticamente esta cantidad es medida y definida por la ecuación 3.4, como una razón pseudo porcentual entre el tiempo de aplicación con respecto al periodo de muestreo.

$$d_m = \frac{T_m}{T_s}$$

(Ec. 3.4)

En la ponderación de los vectores directores están también los vectores nulos V_0 y V_7 usados para ayudar a disminuir el exceso de conmutación entre las zonas. Ellos tienen su ciclo de trabajo y la distribución de estos tiempos en el periodo de conmutación debe ser analizada para garantizar los dos criterios de diseño de necesario cumplimiento en un sistema DC/AC que son: la disminución de pérdidas por conmutación y disminución de armónicos.

El periodo de aplicación de estos vectores nulos no es más que el resto de tiempo que queda sobrante en el periodo de muestreo T_s después de que se han aplicado los vectores directores respectivos a esa zona. Así este tiempo es:

$$T_0 = T_s - (T_m + T_{m+1})$$

(Ec. 3.5)

Se puede entonces hacer que dicho tiempo sea repartido equitativamente entre ambos vectores nulos o hacer que este ciclo de trabajo actúe desequilibradamente o solo en uno de los dos. Además se puede hacer que el tiempo muerto esté al inicio, al final o simétrico en la secuencia de pulsos. De esta manera se desprenden dos grupos principales de distribución de ciclos:

Ciclos que utilizan los dos vectores nulos: V_0 y V_7 .

Existen 4 tipos básicos de distribución de ciclos de trabajo que usan los dos vectores nulos que son:

1. Disparos alineados con el flanco de subida.
2. Disparos alineados con el flanco de bajada.
3. Disparos alineados simétricamente.
4. Disparos alineados de forma inversa.

Los cuatro grupos hacen una partición equilibrada del ciclo de trabajo entre los dos vectores nulos y su diferencia radica en las diferentes simetrías que presentan los pulsos en un ciclo de conmutación.

Se debe recordar del capítulo 1 que cada zona tiene una secuencia específica de vectores directores (p.e. figura 1.13) que hace que la conmutación entre uno y otro vector sea variante solo en un elemento, que se refleja matemáticamente como el cambio en solo un bit (Tabla 3.1).

SECUENCIA DE VECTORES EN CADA ZONA	
ZONA	SECUENCIA
1	V0-V1-V2-V7-V2-V1-V0
2	V0-V3-V2-V7-V2-V3-V0
3	V0-V3-V4-V7-V4-V3-V0
4	V0-V5-V4-V7-V4-V5-V0
5	V0-V5-V6-V7-V6-V5-V0
6	V0-V1-V6-V7-V6-V1-V0

Tabla 3.1 Secuencia de Vectores en uso de dos Vectores Nulos

Esta distribución de ciclos con dos vectores implica un mayor número de conmutaciones por cada periodo de muestreo siguiendo la secuencia de la tabla 3.1, lo cual se traduce en un aumento de pérdidas.

Ciclos que solo utilizan uno de los dos vectores nulos: V_0 ó V_7 .

Esta aplicación es usada principalmente en la conversión de grandes bloques de potencia ya que disminuyen el numero de conmutaciones por periodo de muestreo en un 33.3% con respecto al

uso de los dos vectores, mejorando así las pérdidas por conmutación en un 50% cuando se trabaja con cargas de factor de potencia unitario [5]. La desventaja es que el contenido de armónicos es superior. Los tipos básicos de distribución son llamados igual que en el caso anterior del uso de los dos vectores pero la alineación de los flancos es referida a solo dos elementos (IGBT's) por cada patrón de pulsos.

La figura 3.4 muestra la distribución de estos ciclos de trabajo especificados para la zona 1 del plano de Park. En este caso el elemento S1 del puente inversor se mantiene en estado *ON* durante el periodo de muestreo.

En el desarrollo del presente trabajo se ha optado por usar esta distribución de ciclos que usan un solo vector nulo ya que la simulación se enfoca hacia aplicaciones que incluyan transformaciones de grandes bloques de potencia, donde se hace relevante el criterio de disminución de pérdidas para este tipo de convertidores.

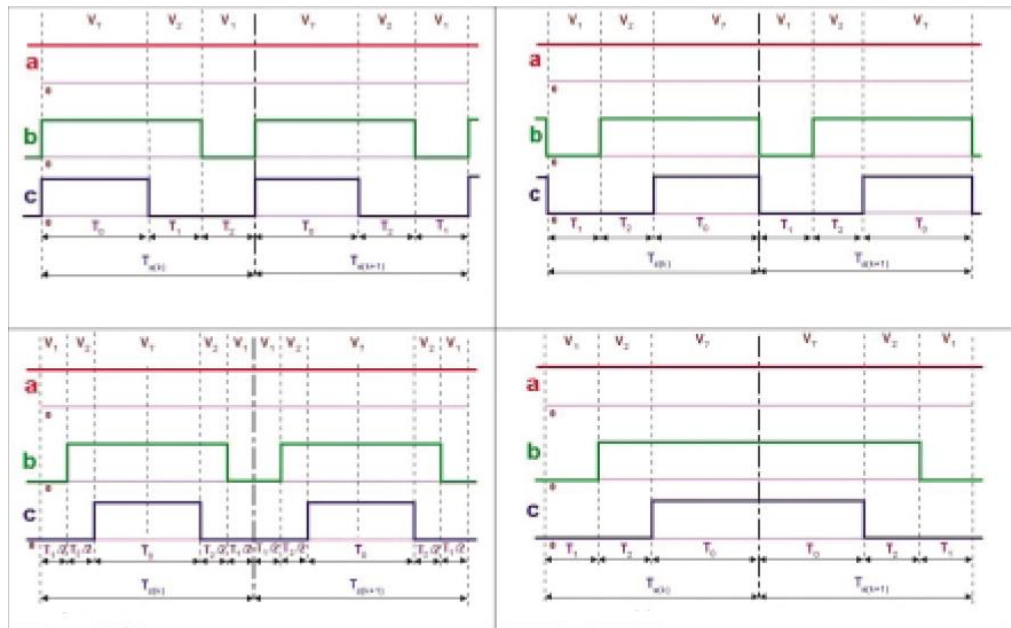


Figura 3.4. Patrón de Pulsos que usan solo un vector nulo

Además, de las distribuciones de ciclos que usan un solo vector nulo, se ha seleccionado la de disparos alineados simétricamente (parte inferior izquierda de la figura 3.4) ya que presenta un mejor compromiso en la reducción de distorsión de la señal causada por armónicos, tomando en cuenta así el segundo aspecto a tener en cuenta en la conversión DC/AC mencionados anteriormente.

SECUENCIA DE VECTORES EN CADA ZONA	
ZONA	SECUENCIA
1	V1-V2-V7-V7-V2-V1
2	V3-V2-V7-V7-V2-V3
3	V3-V4-V7-V7-V4-V3
4	V5-V4-V7-V7-V4-V5
5	V5-V6-V7-V7-V6-V5
6	V1-V6-V7-V7-V6-V1

Tabla 3.2 Secuencia de Vectores en uso de un solo Vector Nulo

La exclusión de uno de los vectores nulos hace que cambie la secuencia de vectores directores en cada zona. Las nuevas secuencias son mostradas en la tabla 3.2. Esta secuencia debe repetirse dos veces en un periodo de muestreo para garantizar así que su forma sea completamente simétrica, como se ve en la gráfica inferior izquierda de la figura 3.4.

GENERACIÓN DE LOS PULSOS DE ACTIVACIÓN DE LOS ELEMENTOS DEL INVERSOR

La activación de los IGBT's del inversor se logra al generar un patrón específico de vectores que en este caso consiste en una serie de pulsos distribuidos simétricamente en un intervalo de tiempo comprendido entre un muestreo y otro del vector de Park, haciendo uso de solo un vector nulo. Esto se hace por medio de un algoritmo de fácil implementación en DSP's, donde, dependiendo del tiempo transcurrido entre 0 mseg y un periodo de muestreo y de la zona "m" donde se encuentra la muestra, se selecciona la secuencia de los pulsos de salida para dicha muestra y el vector de salida específico en cada instante.

Para este trabajo el algoritmo es realizado en lenguaje de código MatLab dentro de un modulo de Simulink que permite la escritura de funciones de este tipo en pseudo código.

SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL SVPWM APLICADA A UN VSI PARA CONTROL DE CORRIENTE EN CARGA TRIFÁSICA RESISTIVA.

El sistema de potencia es el mismo utilizado en el capítulo 2 para el control de corriente con la metodología SPWM, con un puente inversor en fuente de voltaje, un filtro resonante pasa banda RLC a 60Hz y una carga trifásica resistiva de 10kW.

El sistema de control consta de un amperímetro que registra el valor de corriente en la carga (ver figura 3.2) y la convierte en valor PU. Un comparador mide la diferencia entre su amplitud (valor pico) y un valor de referencia en PU para la corriente deseada. Esta señal de error pasa al modulo de control PI en donde se ajusta a una señal de control a la salida del bloque.

Después de esto, es necesario realizar un cambio de escala por un factor “K” para ajustar la señal de control de corriente a los valores que deben ingresar al modulo de generación del vector de Park. El valor adecuado de esta constante permite que el nivel de corriente en la carga coincida con el deseado; de otra manera el sistema funciona desajustado. El papel de calibración de esta constante se halla en un rango entre 40 y 50 para este caso y fue encontrado de forma iterativa haciendo repetidas simulaciones. El comportamiento de la corriente en la carga en función de K se observa en la figura 3.5.

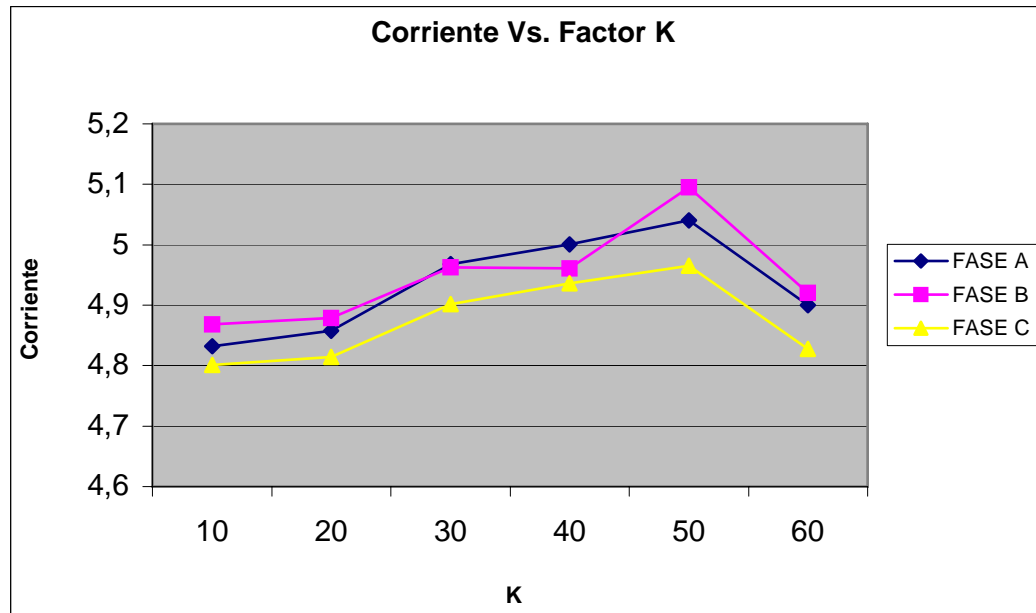


Figura 3.5 Ajuste de la Corriente a partir del factor “K”

Se calcula que para el rango mencionado tomado de la figura 3.5, el promedio de la corriente es de 4.99 A, y la desviación de cada una de las corrientes de línea con respecto a este promedio es del 1% por lo cual no debe considerarse como un sistema desequilibrado. Los autores de [18] aplican también una ganancia K a los armónicos de corriente para obtener los valores adecuados de amplitud de la señal aplicada al inversor PWM.

Una vez se realiza el cambio de escala, esta magnitud pasa a convertirse en la amplitud de dos señales desfasadas 90 grados en el plano complejo (señales coseno y seno), las cuales representan las componentes real e imaginaria del vector de Park en cualquier instante de tiempo.

De esta manera se esta expresando que la magnitud de dicho vector es igual a la de la corriente del sistema trifásico multiplicada por el factor de escala K, lo cual es cierto sólo para sistemas trifásicos balanceados ya que la transformación de ABC/Park se mantiene invariante en magnitud (bajo condiciones equilibradas de carga trifásica) según lo expresa la ecuación 1.9 y su texto correspondiente en el capítulo 1.

Las componentes real e imaginaria son muestreadas a una frecuencia de 1.44kHz usando un bloque de muestreo y retención del Simulink para luego ingresarlas al bloque de “Cálculo del Sector” donde, con cada par de muestras se calcula la zona donde ésta se encuentra. Ello se logra con la implementación en diagrama de bloques del algoritmo de la figura 3.3, modificando la lógica de tal forma que se obtenga, como consecuencia de las opciones del algoritmo, un número binario de tres bits de longitud a partir del cual se decide la zona, según como se muestra en la tabla 3.3.

SALIDA			ZONA
A	B	C	(m)
0	0	0	5
0	0	1	2
0	1	0	5
0	1	1	2
1	0	0	4
1	0	1	3
1	1	0	6
1	1	1	1

Tabla 3.3 Lógica Binaria para el cálculo de la Zona

El diagrama de bloques hecho en MatLab se muestra en la figura 3.6 donde se pueden ver las salidas A, B, C y las salidas negadas de las mismas. Aunque en un caso práctico el algoritmo de la figura 3.3 se puede implementar fácilmente en un DPS, en la simulación no resulta ventajoso hacerlo en un bloque de escritura de código MatLab ya que allí ya existe otra función escrita de esa manera y al insertar otra, tarda mucho mas tiempo en compilar y realizar la simulación, haciéndose necesario una maquina computacional mas rápida.

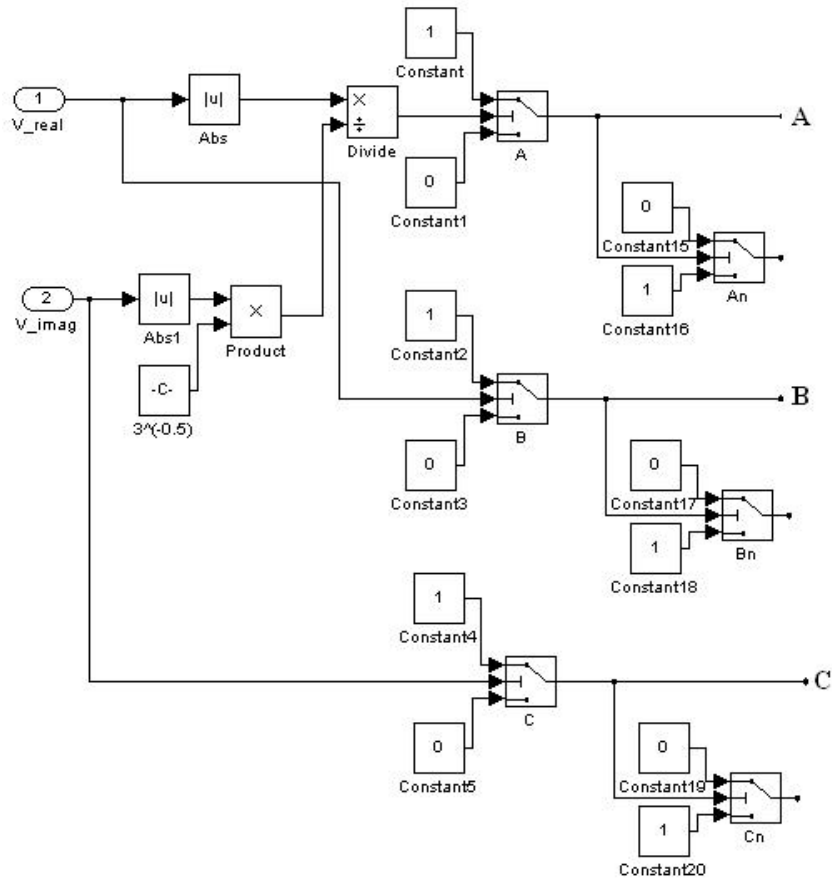


Figura 3.6 Subsistema de Decisión de Zona Construido en MatLab

Por esta razón el algoritmo del cálculo del sector se modificó y se construyó con el subsistema lógico de bloques de la figura 3.6. A partir de la tabla 3.3 se dedujo la función lógica:

$$m = \overline{A}\overline{B}\overline{C} * 5 + \overline{A}\overline{B}C * 2 + \overline{A}B\overline{C} * 5 + \overline{A}BC * 2 + A\overline{B}\overline{C} * 4 + A\overline{B}C * 3 + AB\overline{C} * 6 + ABC * 1 \quad (\text{Ec. 3.6})$$

Donde “m” corresponde a la zona de ubicación de la muestra. A partir de la ecuación 3.6 se realizó un circuito básico de lógica cableada en Simulink con 8 compuestas **And** de dos entradas y una compuerta **Or** de 8 entradas.

Con el valor calculado de la zona y las componentes muestreadas del vector de Park se calcula los tiempos dentro del subsistema llamado “Cálculo de tiempos”. Éste se construyó

transformando la ecuación matricial 3.3 en forma de bloques de operaciones matemáticas que se encuentran disponibles en el Simulink. Éste se muestra en la figura 3.7.

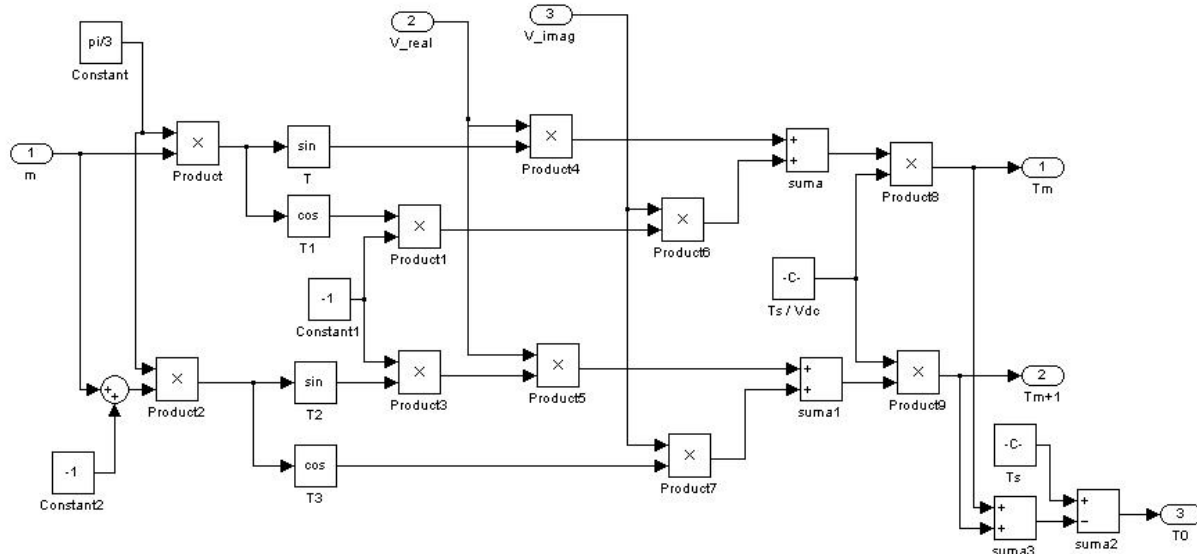


Figura 3.7 Subsistema de Cálculo de Tiempos Construido en MatLab

Para generar los pulsos de disparo, se construyó dentro del subsistema “Generador de Pulsos” una función de implementación de código MatLab que tiene como variables de entrada los tiempos T_m , T_{m+1} y T_0 , también la zona m y el tiempo de evolución de la simulación por medio de una señal de reloj que es muestreada a 144kHz. El código consta de las siguientes líneas:

```
function [s1,s2,s3] = fcn(reloj,tm,tm1,t0,m)
% ESTE CODIGO DECIDE QUE VECTORES DEBEN APLICARSE SEGUN EL TIEMPO TRANSCURRIDO EN UN %PERIODO DE
MUESTREO DEL VECTOR DE REFERENCIA.
s1=0;           % INICIALIZACION DE LOS PULSOS
s2=1;
s3=0;
T=[tm tm1 t0];
modulo=rem(m,2); %% DISCRIMINA A m COMO PAR O IMPAR
if modulo~=0
    T=[tm tm1 t0]
else
    T=[tm1 tm t0]
end
%% LAS TRES LINEAS SIGUIENTES SON MUY IMPORTANTES XQ ELLAS HACEN QUE LA ESCALA DE %TIEMPO SE REPITA
Ts=1/1440;      %% frecuencia de muestreo del vector de Park de referencia
n=floor(reloj/Ts); %% redondea al entero inmediatamente menor.
Tsim=reloj-n*Ts;
if Tsim<(T(1)/4) %% PRIMER IF
    switch m
        case 1
            s1=1;
            s2=0;
```

```

        s3=0;
    case 2
        s1=0;
        s2=1;
        s3=0;
    case 3
        s1=0;
        s2=1;
        s3=0;
    case 4
        s1=0;
        s2=0;
        s3=1;
    case 5
        s1=0;
        s2=0;
        s3=1;
    case 6
        s1=1;
        s2=0;
        s3=0;
    end
end
if Tsim >=(T(1)/4)                %% SEGUNDO IF
    if Tsim<((T(1)/4)+(T(2)/4))
        switch m
            case 1
                s1=1;
                s2=1;
                s3=0;
            case 2
                s1=1;
                s2=1;
                s3=0;
            case 3
                s1=0;
                s2=1;
                s3=1;
            case 4
                s1=0;
                s2=1;
                s3=1;
            case 5
                s1=1;
                s2=0;
                s3=1;
            case 6
                s1=1;
                s2=0;
                s3=1;
        end
    end
end
if Tsim >=(T(1)/4)+(T(2)/4)        %% TERCER IF
    if Tsim<((T(1)/4)+(T(2)/4)+(T(3)/2))
        s1=1;
        s2=1;
        s3=1;
    end
end
if Tsim >=((T(1)/4)+(T(2)/4)+(T(3)/2))  %% CUARTO IF

```

```

if Tsim<((T(1)/4)+(T(2)/2)+(T(3)/2))
    switch m
        case 1
            s1=1;
            s2=1;
            s3=0;
        case 2
            s1=1;
            s2=1;
            s3=0;
        case 3
            s1=0;
            s2=1;
            s3=1;
        case 4
            s1=0;
            s2=1;
            s3=1;
        case 5
            s1=1;
            s2=0;
            s3=1;
        case 6
            s1=1;
            s2=0;
            s3=1;
    end
end
end
if Tsim >=((T(1)/4)+(T(2)/2)+(T(3)/2)) %%QUINTO IF
    if Tsim<((T(1)/2)+(T(2)/2)+(T(3)/2)+(T(1)/4))
        switch m
            case 1
                s1=1;
                s2=0;
                s3=0;
            case 2
                s1=0;
                s2=1;
                s3=0;
            case 3
                s1=0;
                s2=1;
                s3=0;
            case 4
                s1=0;
                s2=0;
                s3=1;
            case 5
                s1=0;
                s2=0;
                s3=1;
            case 6
                s1=1;
                s2=0;
                s3=0;
        end
    end
end
end
if Tsim >=((3*T(1)/4)+(T(2)/2)+(T(3)/2)) %%SEXTO IF
    if Tsim<((3*T(1)/4)+(3*T(2)/4)+(T(3)/2))

```

```

switch m
case 1
    s1=1;
    s2=1;
    s3=0;
case 2
    s1=1;
    s2=1;
    s3=0;
case 3
    s1=0;
    s2=1;
    s3=1;
case 4
    s1=0;
    s2=1;
    s3=1;
case 5
    s1=1;
    s2=0;
    s3=1;
case 6
    s1=1;
    s2=0;
    s3=1;
end
end
end
if Tsim >=((3*T(1)/4)+(3*T(2)/4)+(T(3)/2)) %%SEPTIMO IF
    if Tsim <((3*T(1)/4)+(3*T(2)/4)+(T(3)))
        s1=1;
        s2=1;
        s3=1;
    end
end
if Tsim >=((3*T(1)/4)+(3*T(2)/4)+(T(3))) %%OCTAVO IF
    if Tsim <((3*T(1)/4)+(T(2)))+(T(3)))
        switch m
        case 1
            s1=1;
            s2=1;
            s3=0;
        case 2
            s1=1;
            s2=1;
            s3=0;
        case 3
            s1=0;
            s2=1;
            s3=1;
        case 4
            s1=0;
            s2=1;
            s3=1;
        case 5
            s1=1;
            s2=0;
            s3=1;
        case 6
            s1=1;
            s2=0;

```

```

        s3=1;
    end
end
end
if Tsim >=((3*T(1)/4)+(T(2))+(T(3))) %%NOVENO IF
if Tsim<((T(1))+(T(2))+(T(3)))
    switch m
        case 1
            s1=1;
            s2=0;
            s3=0;
        case 2
            s1=0;
            s2=1;
            s3=0;
        case 3
            s1=0;
            s2=1;
            s3=0;
        case 4
            s1=0;
            s2=0;
            s3=1;
        case 5
            s1=0;
            s2=0;
            s3=1;
        case 6
            s1=1;
            s2=0;
            s3=0;
    end
end

end
end

```

La frecuencia del reloj que es 100 veces mayor que la frecuencia de muestreo, determina las veces que se realiza esta función. Así por cada muestra del vector de Park se realiza 100 veces este algoritmo. El propósito de esta acción es construir con estos 100 puntos el patrón de pulsos de la parte inferior izquierda de la figura 3.4, dentro del tiempo comprendido entre un muestreo y otro del vector de Park. Si se desea otro de los tres tipos básicos de distribución de pulsos mostrados en esta figura es necesario redefinir todo el algoritmo.

RESULTADOS OBTENIDOS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

De la simulación del sistema de la figura 3.2 se obtuvo una corriente sinusoidal con una magnitud pico de 7.1 A, pero con un leve rizado de aproximadamente 0.9%. La figura 3.8 muestra la forma de onda de la corriente en la carga aunque el rizado no se percibe a esa escala. La frecuencia medida sobre esta señal es de 59.9 Hz.

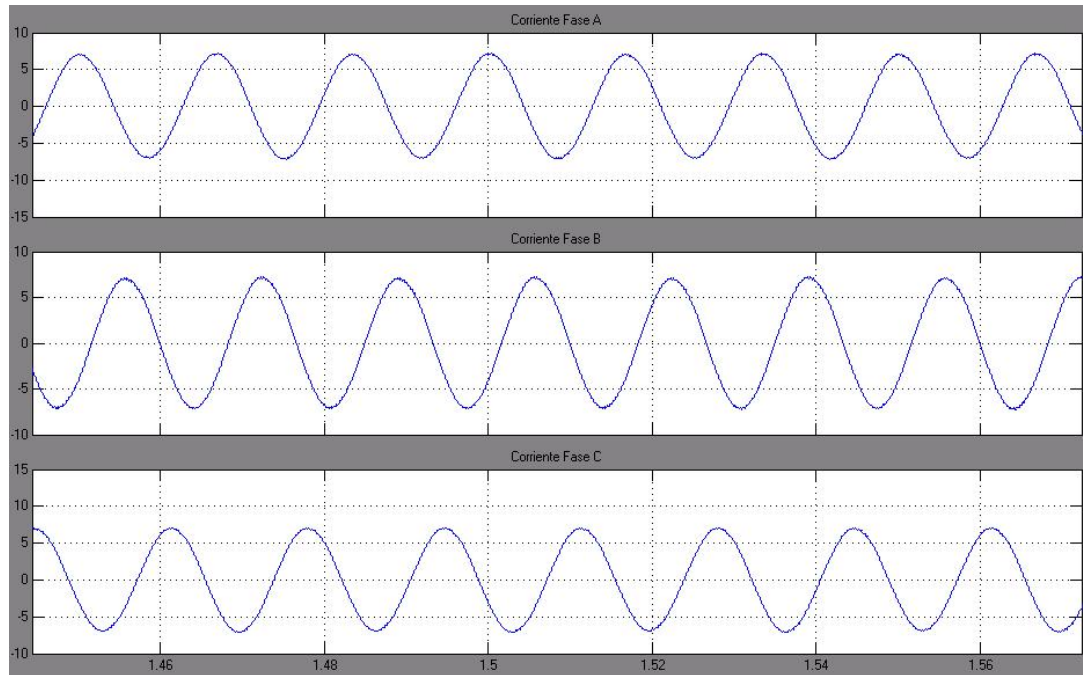


Figura 3.8 Forma de Onda de Corriente Obtenida en la Carga

La medición de la corriente RMS en la carga es mostrada en la figura 3.9 donde se aprecia además el efecto de un disturbio de tipo impulsivo el cual es generado en el interior del modulo “Control PI + Disturbio” de la figura 3.2, insertado a 1 segundo después del inicio de la simulación. El valor de corriente alcanzado es de 5 A lo cual corresponde con el nivel de control de corriente deseado.

Las constantes del control PI para esta simulación tiene los valores:

- $K_p = 2$
- $K_I = 40$

obtenidos de la tabla 2.7 por presentar los mejores resultados en cuanto a la baja oscilación que produce al sistema tanto en el momento del transitorio como en el momento que ocurre el disturbio.

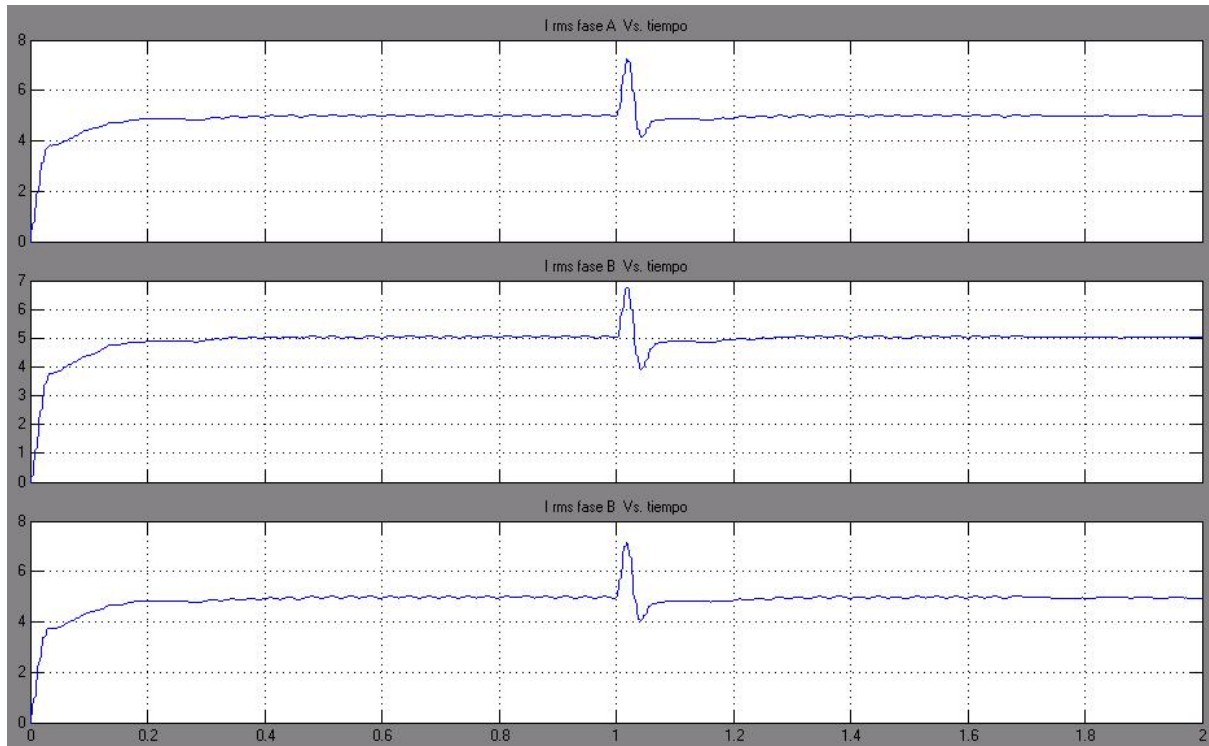


Figura 3.9 Efectos de un Disturbio sobre la Corriente RMS medida en la Carga

Esto se aprecia claramente en la figura 3.9. La medición de los parámetros transitorios se ha consignado en la tabla 3.4.

Especificación de respuesta transitoria	
Tiempo de retardo	0.019
Tiempo de crecimiento	0.109
Tiempo de pico	no aplica
% de sobrepaso	no aplica
Tiempo de establecimiento	0.182

Tabla 3.4 Parámetros del Transitorio

El *tiempo de pico* y *% de sobrepaso* son inexistentes en este caso por motivo de las bajas oscilaciones en la respuesta del sistema. Las especificaciones de la respuesta al disturbio medidas sobre la señal de la gráfica 3.9 se listan en la tabla 3.5.

Especificación de respuesta al impulso	
Tiempo de retardo	0,0093
Tiempo de crecimiento	no aplica
Tiempo de pico	0,018
% de sobrepaso	35
Tiempo de establecimiento	0,08

Tabla 3.5 Parámetros del Impulso

Estas medidas indican que el disturbio tiene una duración muy corta y además una amplitud mínima por lo que se puede concluir que con esta metodología sus efectos son rápidamente atenuados por el controlador.

El voltaje de línea obtenido a la salida del inversor y antes del filtro es mostrado en la figura 3.10.

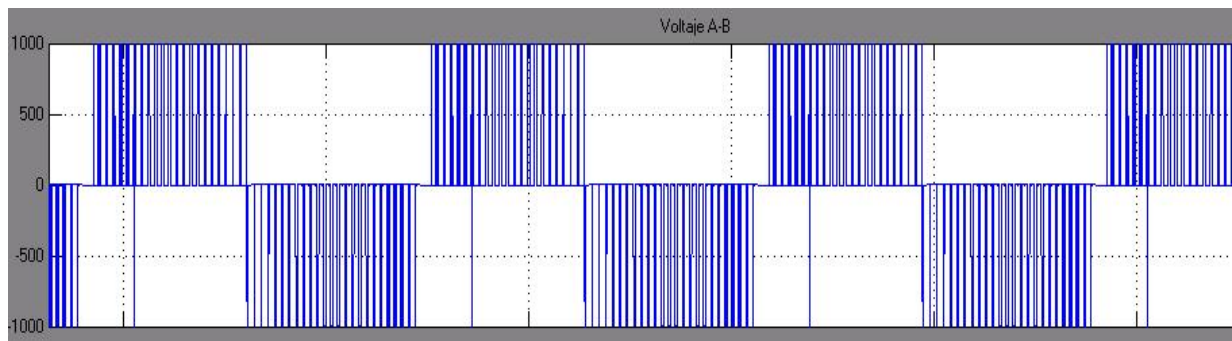


Figura 3.10 Voltaje de Línea obtenido a la salida del Inversor

Esta forma de onda es idéntica a la forma de onda PWM sinusoidal unipolar (Fig. 2.10) con variación entre 1000 y -1000 voltios DC. Con base en el análisis planteado en el capítulo 2 sobre esta señal, se formuló la hipótesis de que el contenido de armónicos debe guardar cierta similitud con la distribución espectral de la figura 2.9 pero con las frecuencias correspondientes a este caso para un índice de modulación en frecuencia mayor que 8.

RESULTADOS OBTENIDOS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

En el análisis de los espectros de la señal de voltaje y de corriente se pusieron medidores antes y después del filtro para establecer no solamente la calidad del filtrado sino también las frecuencias que son generadas en la modulación vectorial.

En la bibliografía poco se dice sobre la distribución de armónicos para este tipo de modulación. Dentro de los trabajos investigados y del estado del arte sobre el tema se encontró una referencia en [19] en donde el autor menciona la existencia de el tercer armónico (180Hz), el cual tiene un

peso significativo para la señal de tensión de fase. Esta premisa no es claramente perceptible en los resultados obtenidos en la simulación según como lo muestra la figura 3.11.

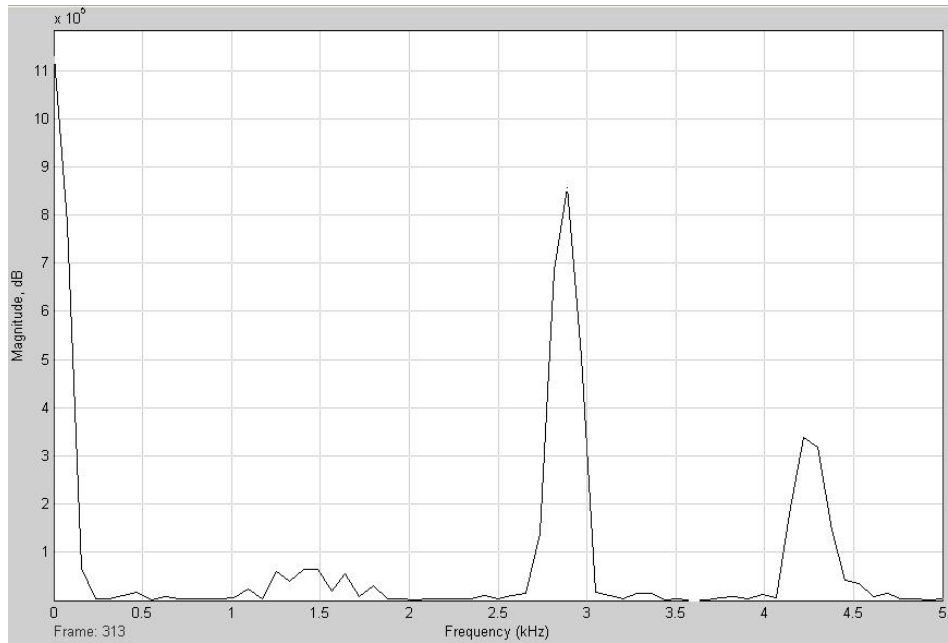


Figura 3.11 Espectro del Voltaje de Fase

En este espectro se pueden observar claramente un pico máximo a 60Hz correspondiente a la fundamental de la señal de corriente. Pero también están presentes en altas frecuencias los armónicos 2 y 3 de la frecuencia de muestreo (1.44kHz) del vector de Park. Justo alrededor de estas frecuencias hay una serie de bandas laterales que también aparecen alrededor de los armónicos.

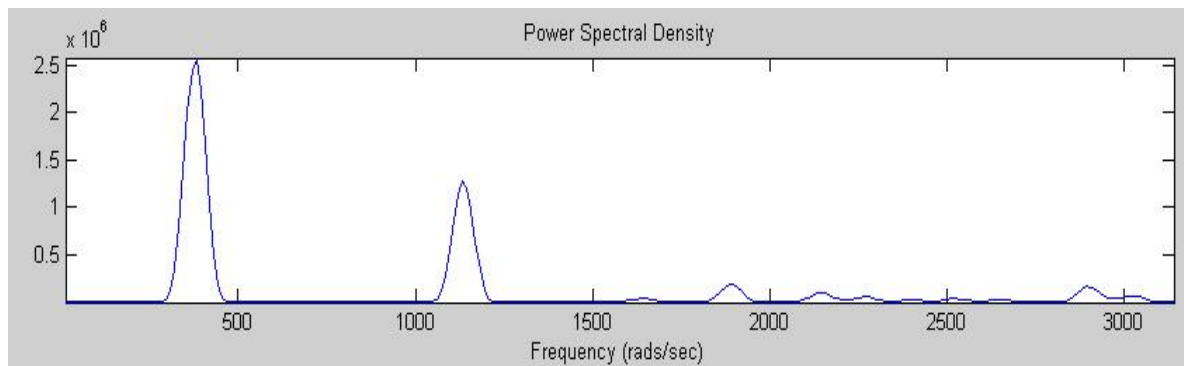


Figura 3.12 Densidad espectral de Potencia del Voltaje de Fase

Del diagrama de Densidad Espectral de Potencia (PSD) de la señal voltaje de fase (Figura 3.12) medidos hasta una escala máxima de 3000 rad/seg (aprox 500 Hz) se observan los tres picos de bajas frecuencias mas significativos en 376 rad/seg, 1130 rad/seg, 1880 rad/seg, correspondientes a la fundamental, tercer y quinto armónicos sucesivamente de la frecuencia 60Hz. De la figura 3.12 si se puede observar la presencia del tercer armónico lo cual corrobora la afirmación de [19]. Este hecho indica que alrededor de la frecuencia fundamental también aparecen estos bajos armónicos agrupados aparentemente bajo la misma curva en el primer pico de la figura 3.11.

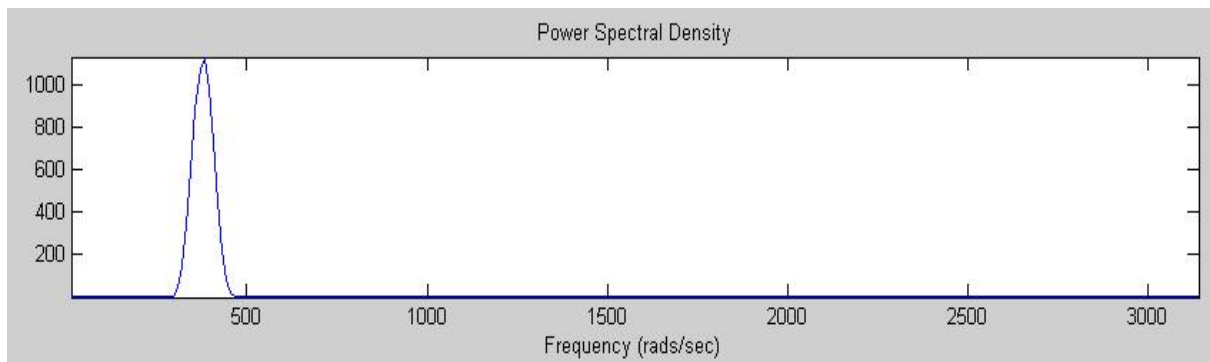


Figura 3.13 PSD de la Corriente antes del Filtro

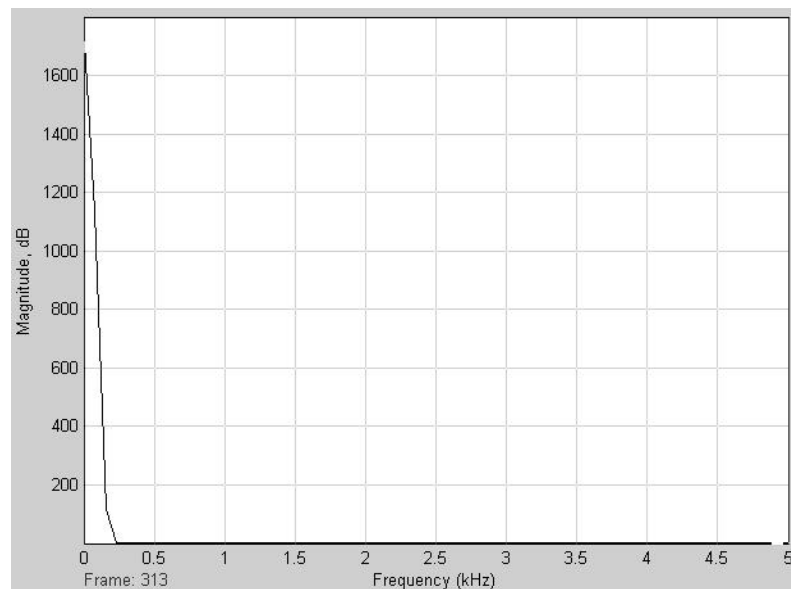


Figura 3.14 Espectro de la Corriente antes del Filtro

La figura 3.13 es la densidad espectral de potencia de la señal de corriente de carga antes de pasar por el filtro. No presenta ninguna contribución de potencia por parte de armónicos. La figura 3.14 muestra el espectro de la misma señal donde se aprecia solo el máximo correspondiente a su fundamental.

El índice de modulación de amplitud para este caso alcanza el valor de 0.39 lo cual no excede el límite máximo de 0.86 establecido por [19] por encima del cual ocurre la sobre modulación.

Asumiendo un índice de modulación en frecuencia como:

$$M_f = \frac{f_s}{f_{SEÑAL}}$$

(Ec. 3.7)

su valor es de 24. Con base en la similitud entre el voltaje de línea en ambas modulaciones, se planteó la hipótesis de encontrar en el espectro de la señal de voltaje de línea un patrón de picos que siga el modelo que sugiere la ecuación 1.4, de donde se obtiene la tabla 3.6. Las unidades son Hertz. Los valores resaltados son los que guardan más correlación con la gráfica 3.15 correspondiente al espectro del voltaje de línea.

	BANDA k								
n	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
1	1200	1260	1320	1380	1440	1500	1560	1620	1680
2	2640	2700	2760	2820	2880	2940	3000	3060	3120
3	4080	4140	4200	4260	4320	4380	4440	4500	4560

Tabla 3.6 Bandas Laterales SVPWM

Al comparar la gráfica 3.15 con los datos de la tabla anterior se observa que el fundamental de la frecuencia de muestreo no aparece, pero si la banda lateral asociada.

Este resultado muestra que aunque las formas de onda de voltaje de línea de las modulaciones sinusoidal y vectorial son similares en el tiempo, en la frecuencia no se comportan igual, lo cual se percibe al comparar las tablas 3.6 y 2.1.

Después de que se pasa el filtro, la señal de voltaje de línea ya no contiene todos estos armónicos de altas frecuencias, quedando únicamente un pico ubicado a casi 400 rad/seg, equivalente a 60 Hz (Figura 3.16).

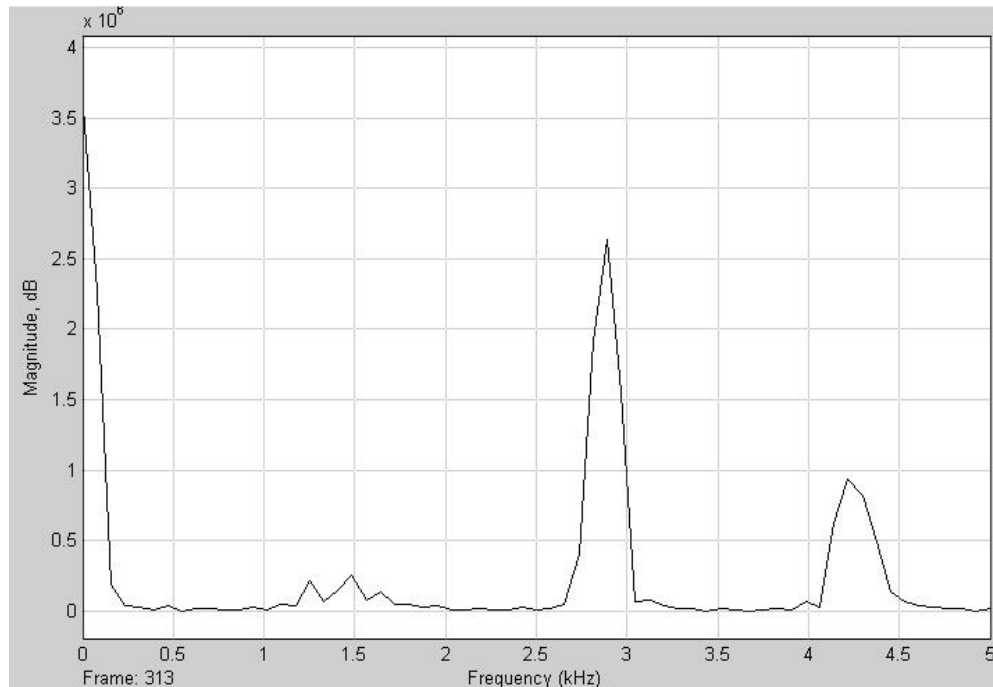


Figura 3.15. Espectro del Voltaje de Línea antes del Filtro

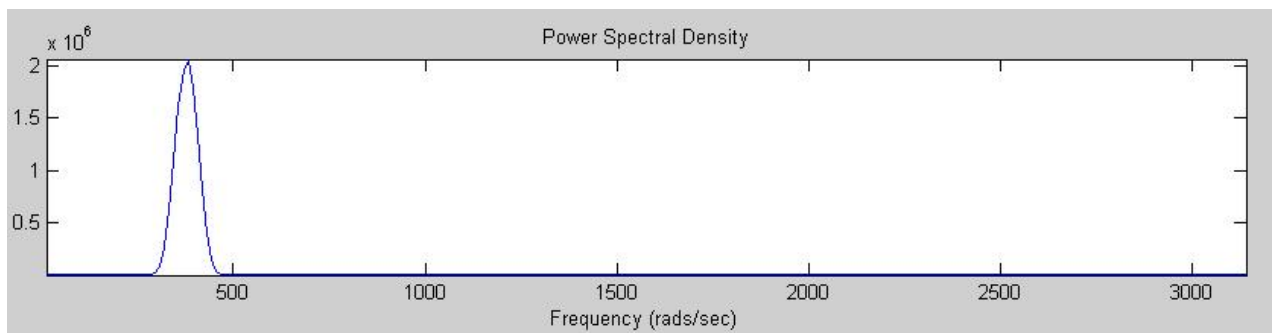


Figura 3.16. PSD del Voltaje de Línea

El espectro de la corriente en la carga después del filtro presenta la misma forma que tenía antes de filtro, como se ve en la figura 3.13.

Se midió también la distorsión armónica total que presenta la corriente de carga y ella no supera el 2% en estado estable.

APÉNDICE A

MODELO Y COMPORTAMIENTO DE UN IGBT

Dentro de el gran grupo de los elementos no lineales que pueden servir de interruptores en un puente inversor están los tiristores como los UJT's, DIAC's y GTO's, también están los transistores de potencia como el BJT y el MOSFET y además los IGBT's que son una especie de híbridos entre los dos tipos de transistores mencionados (Fig. 1A).

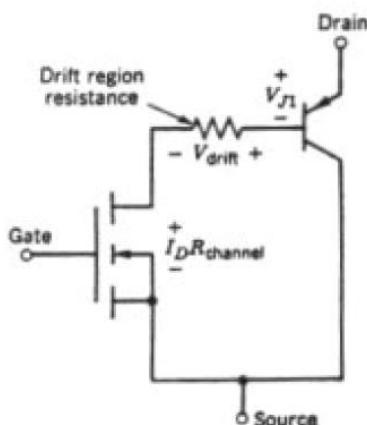
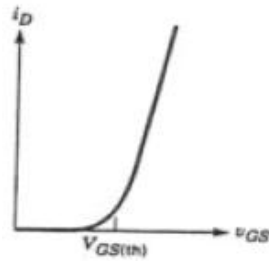


Figura 1A. Modelo Híbrido de un IGBT

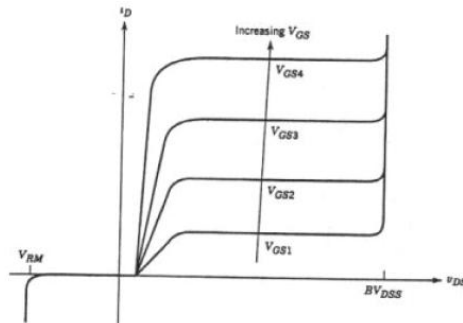
Este elemento aprovecha las ventajas de ambos transistores. Tiene un MOSFET a la entrada y un BJT a la salida, por lo cual sus características serán algo intermedias: el control se hará por tensión (ventaja del Mosfet respecto al bipolar) y la caída de tensión para un dispositivo de la misma potencia será menor (cualidad del BJT sobre el Mosfet), pero tiene de desfavorable que la rapidez de conmutación es menor con respecto a la del Mosfet debido a la presencia del BJT.

Por lo tanto la frecuencia de funcionamiento del IGBT no podrá ser tan elevada como la del Mosfet. Sin embargo será un dispositivo adecuado para trabajar a frecuencias intermedias o bajas, como mucho podrá trabajar a 50KHz [11].

Las características del IGBT son muy similares a las del Mosfet (Fig. 2A) debido a su cualidad de poder ser controlado por tensión.



CARACTERÍSTICA DE ENTRADA



CARACTERÍSTICA DE SALIDA

Figura 2A. Características del IGBT

La característica de entrada muestra el comportamiento creciente de la corriente por el drenador (o colector) I_D a medida que el voltaje compuerta-fuente V_{GS} aumenta, además se observa el voltaje de compuerta-fuente de encendido V_{GS-th} . La característica de salida ilustra las curvas del comportamiento de la corriente de drenador I_D Vs. Voltaje drenador-fuente V_{DS} para diferentes valores de voltaje compuerta-fuente V_{GS} .

Para estudiar el comportamiento circuital de un IGBT y simularlo es necesario conocer un modelo aproximado que permita un análisis lineal del mismo. Uno de estos modelos representa el estado de conducción del IGBT como una conexión en serie de una resistencia R_{ON} con una inductancia L_{ON} y una fuente de voltaje independiente V_f entre drenador y fuente; el estado de no conducción es presentado por el mismo circuito pero interrumpido por medio de un switch entre colector y emisor (figura 3A).

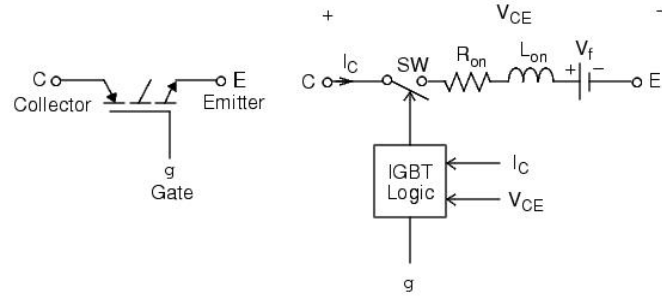


Figura 3A. Modelo en MatLab del IGBT

Se debe aclarar que las compuertas “Drenador” y “Fuente” también son llamadas “Colector” y “Emisor” respectivamente[12]. Con este modelo se ha realizado todo el análisis posterior.

Los valores de los parámetros del modelo son:

$$R_{ON} = 1m\Omega$$

$$L_{ON} = 1\mu H$$

$$V_f = 1V$$

Si se energiza el IGBT entre colector y emisor con un voltaje $V_{CE} = V_{CC}$, en el momento en que se active la conducción por la compuerta con un voltaje de pulso $V_G = V_{Pulso}$, se tendrá por la segunda ley de Kirchhoff :

$$L_{ON} \frac{di_c}{dt} + R_{ON} i_c - (V_{CC} - V_f) = 0$$

(Ec.A1)

la corriente que pasará por el IGBT será:

$$i_c(t) = \frac{(V_{CC} - V_f)}{R_{ON}} (1 - e^{-(R_{ON} / L_{ON})t})$$

(Ec.A2)

los valores de los parámetros deben ser por tanto, elegidos convenientemente con valores muy pequeños para que el tiempo de establecimiento de la corriente y por ende del voltaje, sea rápido en cada conmutación y la señal resultante se aproxime demasiado a un flanco de subida de una señal cuadrada. Asumiendo $V_f = 0$ se está diciendo que la caída de voltaje en el IGBT es nula, lo cual idealiza mas su comportamiento.

APÉNDICE B

DOS METODOS PARA LA DETERMINACIÓN DE LAS CONSTANTES DE CONTROL K_p Y K_i .

Cuando se tiene una función de transferencia de un sistema y se desea realizar una estrategia de control sobre éste en lazo cerrado, debe decidirse cuáles serán los parámetros de ajuste del controlador. Para ello se puede usar dos métodos aproximados como COHEN & COON Y ZIEGLER & NICHOLS[16]. Estos dos métodos son una buena opción cuando los sistemas contienen elementos activos (no lineales) como son los IGBT's, ya que la presencia de éstos hace que la deducción analítica no aproximada de los parámetros sea muy compleja.

Método de Cohen y Coon.

Ellos encontraron que la mayoría de los sistemas en lazo abierto responden de forma sigmoideal cuando son excitados por un salto de escalón de magnitud A . Esta curva es conocida como “curva de reacción” y tiene la forma mostrada en la figura 1B

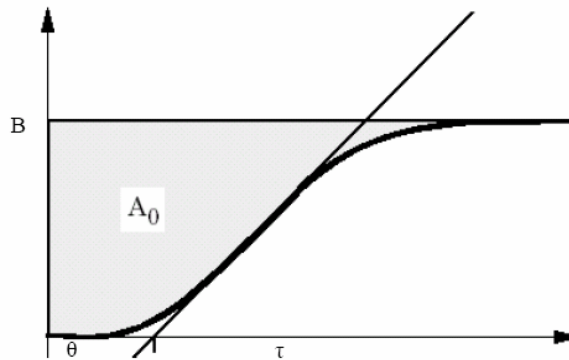


Figura 1B. Curva de Reacción

donde B es el valor alcanzado por la sigmoide, θ es el tiempo que tarda el sistema en reaccionar al impulso y τ es el tiempo que pasa desde la reacción hasta el establecimiento del sistema. A partir de la medición de estas variables sobre el sistema se encuentra otra variable K que está definida como sigue:

$$K = \frac{B(\text{estado estacionario})}{A(\text{escalón})}$$

(Ec.B1)

a partir de estos valores la curva de reacción puede aproximarse por una respuesta de primer orden con tiempo muerto tal como:

$$G_p = \frac{K * e^{-\theta_p s}}{\tau_p s + 1}$$

(Ec.B2)

Luego a partir de estas ecuaciones derivaron los mejores ajustes para los controladores usando diversos criterios [16]. Las formulas para encontrar los valores se observan en la tabla B1.

parámetros/ control	P	PI	PID
Kp	$\frac{\tau_p}{K_p \theta_p} \left(1 + \frac{\theta_p}{3\tau_p} \right)$	$\frac{\tau_p}{K_p \theta_p} \left(0.9 + \frac{\theta_p}{12\tau_p} \right)$	$\frac{\tau_p}{K_p \theta_p} \left(\frac{4}{3} + \frac{\theta_p}{4\tau_p} \right)$
Ki	----	$\theta_p \frac{30 + 3 \theta_p / \tau_p}{9 + 20 \theta_p / \tau_p}$	$\theta_p \frac{32 + 6 \theta_p / \tau_p}{13 + 8 \theta_p / \tau_p}$
Kd	---	---	$\theta_p \frac{4}{11 + 2 \theta_p / \tau_p}$

Tabla B1. Cálculo de Constantes según Cohen & Coon

Método de Ziegler & Nichols.

Basados en la misma curva de reacción de la figura 1B, estos dos autores realizaron una serie de ecuaciones similares de ajuste de los parámetros de control cuyos resultados se asemejan.

Controlador	Ziegler-Nichols
Proporcional	$KK_c = \left(\tau/\theta\right)$
Proporcional + Integral	$KK_c = 0.9\left(\tau/\theta\right)$ $\frac{\tau_i}{\tau} = 3.33\left(\theta/\tau\right)$
Proporcional + Integral + Derivativo	$KK_c = 1.2\left(\tau/\theta\right)$ $\frac{\tau_i}{\tau} = 2.0\left(\theta/\tau\right)$ $\frac{\tau_d}{\tau} = 0.5\left(\theta/\tau\right)$

Tabla B2. Cálculo de Constantes según Ziegler & Nichols

La tabla B2 muestra estas ecuaciones según la estrategia de control. Las variables K_c , τ_i y τ_d mostradas en ésta son respectivamente los parámetros de control: proporcional, integral y derivativo. Las desventajas asociadas a las aproximaciones hechas por ambos métodos son:

- Se ignoran las interacciones (decrecen los límites de estabilidad).
- Los modelos de primer orden mas retardo pueden ser inexactos.
- K y τ pueden variar.
- Los errores de medición disminuyen los márgenes de estabilidad.
- El criterio de tomar $1/4$ de la relación de decaimiento puede no ser un estándar conservativo.

En el análisis de las simulaciones posteriores se usara el método de ajuste Cohen & Coon y no ambos, dado su similitud en los resultados.

CONCLUSIONES

Las modulaciones PWM y SVPWM no solo son buenas estrategias para el control de voltajes sino también de corriente en condiciones de carga equilibradas y de naturaleza resistiva. Ambas presentaron buenos resultados en cuanto a su bajo contenido de armónicos dado que la distorsión armónica total en ambas esta por debajo del 2%.

El control de corriente en ambos casos cumplió las expectativas de alcanzar el nivel deseado de 5 A. a pesar de que la corriente nominal de la carga es de 11.54 A. Los tiempos de establecimiento fueron inferiores a 0.2 segundos o doce periodos de la señal de corriente, siendo mas rápido por 20 milisegundos, la modulación sinusoidal. En cuanto al disturbio, el porcentaje de sobre paso es mas delicado (51%) en esta ultima que en la modulación vectorial (35%), lo mismo sucede con el tiempo de establecimiento del disturbio el cual es 20 milisegundos mas corto en la modulación vectorial.

Las aplicaciones donde es más relevante la transmisión de potencia con menores pérdidas, como en el caso de generación en DC enmarcado dentro del escenario de interconexión de sistemas de potencia, es más adecuado el uso de la modulación vectorial de los pulsos de disparo frente a la modulación por ancho de pulsos sinusoidal. Sin embargo, por los resultados obtenidos, no hay diferencias importantes en cuanto a la calidad de la señal y su contenido de armónicos.

En el sentido de facilidad y rapidez de procesamiento de información y realización de cálculos, la metodología PWM con control PI marca su diferencia pues con ella no hay cálculos asociados ni procesos que demanden velocidad de circuito. Puede ser implementada hasta con circuitos integrados. La implementación de la modulación vectorial SVPWM necesita el uso de microcontroladores como el de Texas Instrument mencionado en el capítulo 3 por su alto contenido de algoritmos en el desarrollo del proceso.

RECOMENDACIONES

Las simulaciones aquí mostradas dieron buenos resultados pero es necesario extender este análisis a cargas que tengan alto componente inductivo de tal forma que se pueda encontrar un ajuste de los parámetros de control que mantengan o disminuyan los efectos de un disturbio de tipo impulsivo.

Añadido a esto es importante estudiar de manera mas detallada los efectos de los armónicos de bajas frecuencias y sobre todo del rizado percibido en la señal de corriente y voltaje sobre la componente inductiva de la carga.

Realizar un análisis matemático espectral de la señal producida por la modulación vectorial que conlleve a la formulación de un modelo que permita aclarar la presencia de cada uno de sus componentes frecuenciales.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Gonzalez Dany, Trujillo Cesar, Lopez Hans, “DESCRIPCIÓN VHDL DE UN GENERADOR DE SEÑALES SPWM HEXAFASICAS”, Universidad distrital Francisco Jose de Caldas, 2002, disponible en la web.
- [2] Kasmiercowski Marian, Malesani Luigi, “CURRENT CONTROL TECHNIQUES FOR THREE-PHASE VOLTAGE-SOURCE PWM CONVERTERS: A SURVEY”, IEEE transactions on industrial electronics, vol 45 No. 5, octubre 1998.
- [3] “CONTROL DE CORRIENTE EN CONVERTIDORES DE POTENCIA”, Paginas 8 y 9, libro digital .pdf disponible en la web.
- [4] Autor desconocido, “CONVERTIDORES CC/CA CON SALIDA SINUSOIDAL”, tema 17, presentación .pdf disponible en la siguiente dirección electrónica: http://www.gte.us.es/~leopoldo/Store/tsp_17.pdf
- [5] Salvador Seguí Chilet, Francisco J. Gimeno Sales, Rafael Masot Peris, Salvador Orts Grau, “CONTROL VECTORIAL DE INVERSORES TRIFÁSICOS 1 & 2”, Dept. de Ingeniería Electrónica Universidad Politécnica de Valencia, marzo 2003, disponible en la web.
- [6] Alonso Álvarez José, “INVERSORES RESONANTES DE ALTA FRECUENCIA”, Universidad de Oviedo, Mayo 1999, disponible en la web.
- [7] Alzate Alfonso, Ríos Luís, “ELECTRONICA DE POTENCIA”, Capitulo 3, Universidad Tecnológica de Pereira.
- [8] Benedetti Mario, Fernández Rovira Joaquín, Sanfelice Ricardo, “NUEVO CONTROL DE CORRIENTE PARA MOTORES DE AC CON BAJA ONDULACIÓN DE CUPLA”, Universidad Nacional del Mar del Plata, disponible en la web.
- [9] Gomes Alejandro, Riera Mauricio, Casaravilla Gonzalo, “CONTROL DE FLUJO VECTORIAL MEDIANTE UN INVERSOR DE CORRIENTE”, Instituto de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería de la Universidad de la Republica, Montevideo Uruguay, 1999.
- [10] Rey Alexis, De Pablo Santiago, Domínguez José, Ravelo José, “NUEVA ESTRATEGIA DE CONTROL PWM EN FUENTE DE CORRIENTE PARA INVERSORES TRIFÁSICOS CONECTADOS A LA RED”, Departamento de Tecnología Electrónica, Universidad de Valladolid, España, disponible en la web.

- [11] Euti Eibar, "INTRODUCCIÓN A LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA", Pg 220.
- [12] Matlab 7.0, "Help / IGBT (SimPowerSystems)", Características del bloque IGBT mostradas en la ayuda Simulink.
- [13] Alzate Alfonso, Ríos Luís, "ELECTRONICA DE POTENCIA", Capitulo 7 Pg. 398, Universidad Tecnológica de Pereira.
- [14] Salam Zainal, "POWER ELECTRONICS AND DRIVES", Capitulo 4: "DC to AC conversion (inverters)" version 3 de 2003, Pagina 38, UTM-JB.
- [15] Euti Eibar, "INTRODUCCION A LA ELECTRONICA DE POTENCIA", Capitulo 10: "Convertidores DC AC - Inversores", Pagina 369.
- [16] Autor desconocido, "MÉTODOS DE AJUSTE DE CONTROLADORES CONVENCIONALES", Disponible en la red.
- [17] Giraldo Didier, Tabares Iván, "TEORÍA DE CONTROL", Capitulo 4, Pagina 151 a 160, 1997.
- [18] Bedoya Andrés, Ramírez Jorge, "DISEÑO Y SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE FILTRO ACTIVO HÍBRIDO PARA LA SUPRESIÓN DE ARMÓNICOS EN UN SISTEMA DE CONVERSIÓN AC/DC". Tesis de Grado. Paginas 63 y 64. Universidad Tecnológica de Pereira. 2008.
- [19] Autor desconocido, "GENERACIÓN DE SEÑALES SVPWM PARA SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA", Memorias. Pagina 14.